

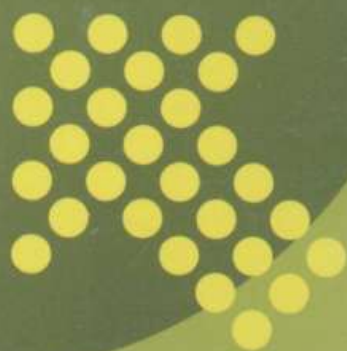
21世纪高等学校规划教材



DIAN JI XUE

电机学

张俊芳 顾春雷 康明才 编



中国电力出版社

<http://jc.cepp.com.cn>

21世纪高等学校规划教材

电路
电路习题解析
电路实验与仿真
电路实验及仿真教程
电子技术基础
电子实习与课程设计
电磁场
电工学
电工电子实验指导
电工电子技术测量与实验
电机学
电机与拖动基础
电机CAD技术
电气接线原理及运行
发电厂变电所电气部分
变电设备及运行处理
供用电设备 (第二版)
高电压技术
电力系统分析
电力系统自动化
变电站综合自动化技术
电力系统自动装置
供电系统继电保护
电力系统继电保护
电力系统继电保护原理及应用
电力系统继电保护测试技术
微机保护原理及算法仿真
电力安全技术
电力专业英语

刘耀年
郝 静
刘耀年
李 强
朱传琴
苗松池
薛太林
于洲春
廖英杰
段渝龙
张俊芳
张 方
贾好来
王辑祥
刘宝贵
丁 颖
张 炜
张 红
陈立新
付周兴
丁书文
张 瑛
李 晶
谷水清
杨晓敏
王大鹏
陈 皓
杨文学
蒋建东



ISBN 978-7-5123-0118-4



9 787512 301184 >

定价: 35.00元

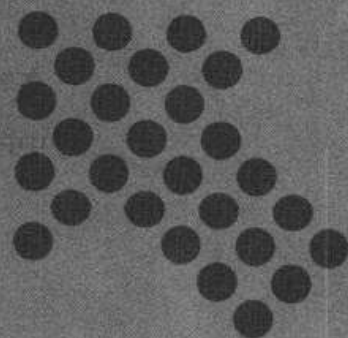
21世纪高等学校规划教材



DIAN JI XUE

电机学

张俊芳 顾春雷 康明才 编
孙宪君 王战铎 主审



中国电力出版社

<http://jc.cepp.com.cn>

内 容 提 要

本书为 21 世纪高等学校规划教材。

全书共分 21 章，主要阐述直流电机、变压器、异步电机和同步电机四种典型电机的基本结构、工作原理、运行特性和分析方法，并对异步电机的其它运行方式与其它交流电动机做了一般分析和说明。每章后都附有本章小结、思考题和习题，以便学生学习。本书的特点是深入浅出、重点突出，详略得当，内容精练。

本书可作为普通高等院校电气信息类专业的教学用书，也可作为有关工程技术人员的参考用书。

图书在版编目 (CIP) 数据

电机学/张俊芳, 顾春雷, 康明才编. —北京: 中国电力出版社, 2010.1

21 世纪高等学校规划教材

ISBN 978-7-5123-0118-4

I. ①电… II. ①张…②顾…③康… III. ①电机学—高等学校—教材 IV. ①TM3

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2010) 第 025843 号

中国电力出版社出版、发行

(北京三里河路 6 号 100044 <http://jc.cepp.com.cn>)

北京市同江印刷厂印刷

各地新华书店经售

*

2010 年 1 月第一版 2010 年 1 月北京第一次印刷

787 毫米×1092 毫米 16 开本 22 印张 531 千字

定价 35.00 元

敬告读者

本书封面贴有防伪标签，加热后中心图案消失
本书如有印装质量问题，我社发行部负责退换

版 权 专 有 翻 印 必 究

前言

本书以科学发展观为指导,充分结合我国国民经济发展的实际,突出强化基础知识、拓宽专业口径,注重学生能力培养和综合素质的提高。编者结合自身多年的教学经验,吸收科技发展成果,参考大量优秀教材,深入浅出、循序渐进地阐述了电机的基本结构、工作原理、运行性能和分析方法。

电机学是电气类专业的一门重要学科基础课。它对学生此前学过的大学物理、电路等课程的相关知识和概念是一个必要的重复、巩固和提高,同时又担负着为后续课程打基础的重要任务。在目前大众化教育背景下,要求课程总学时有所削减,但必须掌握的知识点不能减少,对课程所包含的大量物理概念和复杂的电磁关系的掌握不能削弱。因此在这种状况下,编写出一套好的电机学教材是十分重要的。这就要求教材必须突出重点,主次分明、详略得当。

电机学以直流电机、变压器、异步电机和同步电机这四类电机为主体,重点讲授它们的结构、工作原理、运行特性和分析方法。本书按照直流电机、变压器、交流电机的共同理论、异步电机和同步电机进行叙述。直流电机内容相对比较简单,放在前面学习学生容易接受。把变压器放在交流电机的前面学习,一方面是因为先修课程电路中介绍了变压器的有关概念和原理,学习起来比较容易;另一方面,变压器的电势、磁势平衡关系、等效电路和分析方法与异步电机相类似,有助于异步电机的学习。在异步电机和同步电机学习之前,先将它们的共同理论,包括交流绕组、绕组电动势和磁动势进行了集中讲述。最后进行异步电机和同步电机的学习。这样由简到繁、逐层深入、环环相扣,有助于学生理解和掌握课程内容。另外,由于直流电机和变压器这两部分内容相对比较独立,放在前面也能适合某些高校设置电机学(上)、(下)课程的需要。电机学(上)2学分(折合32学时)完成直流电机和变压器内容的学习,电机学(下)3学分(折合48学时)完成交流电机共同理论、异步电机和同步电机的学习。

本书可作为普通高等学校电气工程学科相关专业电机课程的教材或参考书。通过本书学习,可以使学生掌握四种典型电机的基本结构、工作原理、特性和应用以及分析方法,同时提高了电机实验操作技能,正确合理使用和选择电机,为以后的工作和学习奠定基础。

本书共分4篇21章,其中绪论、第1篇直流电机、第4篇同步电机由南京理工大学张俊芳副教授编写,第3篇交流电机共同理论和异步电机由盐城工学院顾春雷副教授编写,第2篇变压器由南京理工大学康明才副教授编写。全书由南京理工大学张俊芳副教授负责统

稿。本书在编写过程中得到了南京理工大学动力工程学院的大力支持。

南京理工大学电机学课程先后被评为校级一类优秀课程和江苏省二类优秀课程，其课程网站地址为 <http://jpkc.njust.edu.cn/dj>。

本书承南京理工大学孙宪君教授和陕西理工学院王战铎教授主审，参加本书审稿的还有清华大学董新洲教授，他们提出了许多宝贵意见，在此表示衷心感谢。此外，本书在编写过程中，还参考了国内许多优秀教材，并得到了专家们热情帮助，在此亦深表谢意。

由于编者水平有限，缺点和错误在所难免，欢迎广大读者批评指正。

编者通信地址：南京理工大学动力学院；邮编：210094；电子邮箱：zif807@163.com。

编 者

2009 年 8 月

目 录

前言

绪论	1
本章小结	10
思考题	11
习题	11

第一篇 直 流 电 机

第一章 直流电机的工作原理与基本结构	12
第一节 直流电机的工作原理	12
第二节 直流电机的基本结构	13
第三节 直流电机的励磁方式	16
第四节 额定值	17
本章小结	17
思考题	18
习题	18
第二章 直流电机的电枢绕组和电枢反应	19
第一节 直流电枢绕组的基本特点	19
第二节 单叠和复叠绕组	21
第三节 单波和复波绕组	25
第四节 直流电机的磁场和磁路	28
第五节 电枢绕组的感应电动势	33
第六节 直流电机的电磁转矩	35
本章小结	36
思考题	37
习题	38
第三章 直流发电机	40
第一节 直流发电机的基本方程式	40
第二节 他励发电机的特性	42
第三节 并励发电机的自励条件和特性	44
第四节 复励发电机的特性	47
本章小结	47
思考题	48

习题	48
第四章 直流电动机	49
第一节 直流电动机的可逆原理	49
第二节 直流电动机的基本方程式	50
第三节 直流电动机的工作特性和机械特性	51
第四节 直流电动机的起动	57
第五节 直流电动机的调速	60
第六节 直流电动机的制动	61
第七节 直流电动机的换向	65
本章小结	68
思考题	69
习题	70

第二篇 变 压 器

第五章 变压器的用途、分类与结构	72
第一节 变压器的用途和分类	72
第二节 电力变压器的基本结构	73
第三节 变压器发热、升温与冷却	77
第四节 变压器的额定值	78
本章小结	78
思考题	79
习题	79
第六章 变压器的运行原理和特性	80
第一节 变压器的空载运行	80
第二节 变压器的负载运行	85
第三节 标么值	89
第四节 参数测定方法	90
第五节 变压器的运行特性	96
本章小结	99
思考题	100
习题	101
第七章 三相变压器	103
第一节 三相变压器的磁路系统	103
第二节 三相变压器绕组的连接法与连接组	104
第三节 三相变压器空载电动势波形	107
第四节 三相变压器的不对称运行	109
本章小结	115

思考题·····	116
习题·····	116
第八章 变压器的并联运行 ·····	118
第一节 变压器的理想并联运行条件·····	118
第二节 变压器并联运行时的负载分配·····	119
本章小结·····	121
思考题·····	121
习题·····	121
第九章 变压器的过渡过程 ·····	123
第一节 变压器空载合闸时的过渡过程·····	123
第二节 变压器二次侧突然短路时的瞬变过程·····	125
第三节 过电压现象·····	127
本章小结·····	127
思考题·····	128
习题·····	128
第十章 三绕组变压器及其他变压器 ·····	129
第一节 三绕组变压器·····	129
第二节 自耦变压器·····	133
第三节 电压互感器和电流互感器·····	135
本章小结·····	136
思考题·····	137
习题·····	137

第三篇 异步电机

第十一章 交流电机的共同问题 ·····	139
第一节 交流绕组的基本概念·····	139
第二节 三相交流绕组·····	142
第三节 正弦磁场下绕组的感应电动势·····	146
* 第四节 高次谐波电动势及其削弱方法·····	149
第五节 单相绕组的磁动势——脉振磁动势·····	152
第六节 脉振磁动势的分解·····	156
第七节 三相绕组的磁动势——旋转磁动势·····	157
本章小结·····	161
思考题·····	162
习题·····	162
第十二章 异步电机基本理论 ·····	164
第一节 三相异步电动机的工作原理和运行状态·····	164

第二节	三相异步电动机的结构和额定值	166
第三节	转子静止时的异步电机	170
第四节	转子旋转时的异步电机	179
第五节	三相异步电机的等效电路和相量图	181
本章小结		185
思考题		185
习题		186
第十三章	三相异步电动机的功率、转矩和运行性能	187
第一节	三相异步电动机的功率和转矩	187
第二节	三相异步电动机的机械特性	189
第三节	三相异步电动机的工作特性及参数测定	197
本章小结		200
思考题		201
习题		201
第十四章	三相异步电动机的起动、调速与制动	202
第一节	异步电动机的起动性能要求	202
第二节	笼型转子异步电动机的起动	203
第三节	绕线转子异步电动机的起动	207
第四节	深槽和双笼型三相异步电动机	211
第五节	三相异步电动机的调速	212
第六节	三相异步电动机的制动	225
本章小结		231
思考题		232
习题		233
第十五章	异步电机的其他运行方式与其他交流电动机	234
第一节	异步发电机	234
第二节	单相异步电动机	235
第三节	伺服电动机	240
第四节	测速发电机	245
第五节	旋转变压器	248
第六节	步进电动机	252
本章小结		257
思考题与习题		258

第四篇 同 步 电 机

第十六章	同步电机的原理和结构	259
第一节	同步电机原理简述	259

第二节 汽轮发电机的基本结构·····	261
第三节 水轮发电机的基本结构·····	264
第四节 同步发电机励磁方式·····	265
第五节 同步电机的铭牌参数·····	266
本章小结·····	266
思考题·····	267
习题·····	267
第十七章 同步电机的基本电磁关系·····	268
第一节 同步电机的基本原理·····	268
第二节 同步电机的空载运行·····	269
第三节 对称三相负载时的电枢反应·····	271
第四节 电枢反应磁动势的折算·····	276
第五节 隐极同步发电机的负载运行·····	279
第六节 凸极同步发电机的负载运行·····	282
本章小结·····	286
思考题·····	286
习题·····	287
第十八章 同步发电机的运行特性·····	289
第一节 同步发电机的空载特性·····	289
第二节 同步发电机的短路特性与短路比·····	291
第三节 零功率因数负载特性曲线·····	292
第四节 同步电抗的实验测定·····	293
第五节 漏抗的测定和保梯电抗·····	295
第六节 同步发电机的外特性和调节特性·····	296
本章小结·····	297
思考题·····	298
习题·····	298
第十九章 同步发电机的并联运行·····	300
第一节 并联运行的条件和方法·····	300
第二节 同步电机的功率方程和转矩方程·····	302
第三节 同步发电机的稳态功角特性·····	303
第四节 有功功率调节和静态稳定、动态稳定的概念·····	305
第五节 无功功率的调节和 V 形曲线·····	310
本章小结·····	314
思考题·····	314
习题·····	315

第二十章 同步电动机和同步调相机	317
第一节 同步电动机的基本方程式、相量图和功角特性.....	317
第二节 无功功率的调节.....	319
第三节 同步电动机的起动方法.....	320
第四节 同步调相机.....	320
第五节 同步电机的几种运行情况.....	322
本章小结.....	322
思考题.....	323
习题.....	323
第二十一章 同步发电机的不对称运行和暂态过程	325
第一节 同步发电机不对称运行时的参数和等效电路.....	325
第二节 稳态不对称短路分析.....	328
第三节 同步发电机的突然短路分析.....	330
第四节 同步电机的振荡.....	336
第五节 不对称运行和突然短路的影响.....	337
本章小结.....	337
思考题.....	338
习题.....	338
参考文献	339

绪 论

电能是现代社会使用最为广泛的一种能源。在电能的生产、传输和使用过程中都离不开电机。电机是利用电磁原理进行能量转换或信号传递的重要电气设备,是实现电能的生产、变换、传输、分配、使用 and 控制的电磁机械装置。电机广泛应用于工业、农业、交通运输、日常生活、文教、医疗以及国防和人造卫星等领域。

电机学是讲述电机的基本结构、基本原理及运行特性的一门学科。电机学课程与其他后续专业课程联系密切。学好该课程可为后续其他课程的学习和将来从事电气工作奠定基础。

一、电机在国民经济中的作用

电能与其他形式的能量相比,具有明显的优越性:适宜大量生产、集中管理、远距离传输、灵活分配、自动控制和易于转换,而且清洁环保。电机是能量转换或信号传递的核心电气设备之一。电机主要包括发电机、变压器和电动机等类型。不同类型的电机虽然性能不相同,但它们都是一种能量转换装置。长期以来,电机在国民经济建设中发挥着重要的作用,广泛应用于各行各业及人们日常生活中。

1. 电机在电力系统中的作用

电力系统包括发电、变电、输配电、用电等环节。在生产电能的发电厂,依靠发电机把机械能转换为电能;在火电厂,通过汽轮机带动发电机,把燃料燃烧所产生的能量转变为电能;在水电厂,通过水轮机带动发电机,把水流的能量转变为电能;在核电厂,把原子核裂变产生的能量通过发电机转变为电能。

变压器是变电和输配电环节的关键设备。在电力系统中依靠电力变压器来改变电压、传输电能。一般发电机出口电压比较低,为了提高输电的容量及经济性,需要采用高压输电。只有通过变压器才能把电力系统中的低电压升高到需要的电压等级。另外,由于各种用电设备如电动机、电炉、电灯等需要在不同的低电压下工作,因此也要应用变压器把电压降低到各用电设备所需的电压。

电动机是电力系统的主要用电设备,它把电能转换成机械能。

2. 电动机驱动各种生产机械和装备

在工农业、交通运输、国防等部门和生活设施中,广泛应用各种电动机来驱动生产机械、设备和器具。例如,机床驱动、电力排灌、农副产品加工、矿石采掘和输送、电车和电力机车的牵引、抽水、鼓风、起吊、轧钢、造纸、医疗设备及家用电器的运行等一般都采用电动机来拖动。

3. 控制电机是各种自动控制系统和自动化、智能化装备的重要元件

随着工农业和国防设施自动化水平的日益提高,出现了各种各样的控制电机,它们在控制系统、自动化和智能化装置(例如电子计算机和机器人)中分别作为执行、检测、放大和解算元件。这类电机一般功率较小,但品种繁多、用途各异,例如,电梯的自动选层与显示、阀门遥控、火炮和雷达的自动定位、飞行器的发射与姿态的控制、机床加工的自动控制和显示以及计算机外围设备、各种自动记录仪表、音像录放设备、医疗器械和现代家用电器

设备等的运行控制、检测或者记录显示。

随着现代社会的发展,电机工业在国民经济中将发挥更重要的作用。

二、电机工业发展概况

电机的发展可以分为两个时期。第一个时期是从发现电磁感应现象开始,直到 19 世纪末和 20 世纪初,当各种电机和变压器的基本型式已具备时为止,称为电机发展初期。这一时期可分为四个阶段:①电磁感应定律的发现。1831 年法拉第提出了电磁感应定律,随即出现了各种各样原始型式的发电机。②直流电机的发展。由于电能在工业上最早的应用是照明和电化学工业,所以,最初发展的是直流发电机。③单相交流电的出现。在 19 世纪 70 年代人们尝试应用交流电传输电能;1876 年,交流电已被应用于照明装置。相继出现原始型式的同步发电机及变压器。④三相交流电的应用。由于单相交流电动机无法自行起动,1885 年制成了两相交流异步电机的模型。直到 1889~1897 年间,才制成了三相电动机和三相变压器,建成了第一个三相交流输电系统。从此,交流三相制发电厂迅速发展,高速运转的汽轮发电机代替了以蒸汽机为原动机的发电机。

第二个时期是从 20 世纪初直到现在,称为近代发展时期。20 世纪的特点是由电气化时代进入原子能、计算机及自动化时代,这对电机的运行性能、单位容量的质量、体积等方面提出了更多的要求,而且随着自动控制系统和计算装置的发展,电机的发展又进入了新的阶段,出现了多种高精度、快响应的控制电机。

在 20 世纪 70 年代以后,有了电力电子变流装置,逐步解决了调速装置需要减少设备、缩小体积、降低成本、提高效率、消除噪声等问题,使交流调速获得了飞跃发展。出现矢量控制算法之后,又提高了交流调速系统的静、动态性能。但是要实现矢量控制规律,需要复杂的电子电路。采用微机控制以后,用软件实现矢量控制算法,使硬件电路规范化,从而降低了成本,提高了可靠性,而且还有可能进一步实现更加复杂的控制技术。由此可见,电力电子和微机控制技术的迅速进步是推动交流调速系统不断更新的动力。

另外,高性能永磁材料和超导材料的发展,也给电机的发展注入了新的活力。

永磁电机由于具有结构简单、可靠性好、效率高、节省能量的特点,从成本、性能、投资、维修和可靠性等几方面综合考虑,都优于普通电机。但过去永磁材料的磁能体积小,一直没有得到广泛应用。近几年,随着稀土永磁材料的高速发展和电力电子技术的发展,永磁电机的发展有了长足进步。采用钕铁硼永磁材料的电动机、发电机已得到广泛应用,大至舰船推进,小到人工心脏血泵等。

超导电机已经用于发电和高速磁悬浮列车与船舶的推进等。

随着科学技术的进步、原材料性能的提高和制造工艺的改进,电机的品种规格、大小悬殊的功率等级(从百万分之几瓦到 1000MW 以上)、极为宽广的转速范围(从数天一转到每分钟几十万转)、非常灵活的环境适应性(如平地、高原、空中、水下、油中,寒带、温带、湿热带、干热带,室内、室外,船上等),满足着国民经济各部门和人类生活的需要。

我国的电机工业在新中国成立前非常落后,全国只有少数几家规模小、设备差、生产能力低的电机制造厂。新中国成立以来,我国的电机制造工业发生了巨大的变化。经过 60 多年的努力,不仅建成了独立自主和完整的体系,而且有一些产品已经达到或接近世界先进水平。近年来已生产了大型水轮发电机(如三峡水电站的 70 万 kW 水轮发电机)、大型汽轮发电机、大型的直流电动机、异步电动机和同步电动机;在中小型电机和控制电机方面,自行

设计和生产了新系列电机；在电动机调速系统方面，随着大功率电力电子元件及微电子器件的出现和变频技术的发展，交流异步机的调速在平滑度、范围和效率方面都得到了很大的改进。近几年来，对电机的新原理、新结构、新工艺、新材料、新的运行方式和调试方法，进行了许多探索、研究和试验工作，取得了一定的成就。

三、电机分类

电机的种类繁多，结构和性能各异。使用场合不同，原理和运行情况也不尽相同，从不同角度可以将电机划分为不同类型。

(1) 从能量转换或功率传递以及用途不同可将电机分为：发电机（机械能→电能）；电动机（电能→机械能）；变压器（一种形式的电能→另一种形式的电能）；控制电机（信号传递和转换）。

(2) 从电流种类不同可将其分为：直流电机；交流电机。交流电机又分为变压器、异步电机、同步电机。

(3) 从运行方式不同可将其分为：旋转电机（直流电机、异步电机、同步电机）；直线电机（直流电机、异步电机、同步电机）；静止电机（变压器）。

此外，还有其他分类方法，每一种分类都不是绝对的，这里不再介绍。本书基本上是按照直流电机、变压器、异步电机（感应电机）和同步电机的顺序来介绍的。

四、电机学课程的特点及学习方法

（一）课程特点及要求

电机学课程是一门既带基础课程又带专业课程性质的专业基础课，是从基础课程到专业课程过渡的桥梁。课程对四种典型电机（变压器、直流电机、异步电机、同步电机）进行理论分析。课程的重点是讲述电机的基本原理、基本结构、运行特性和应用。

通过对本课程的学习，可获得电机的基本理论和基本性能，为学习后续专业课程做好准备，为今后从事相关工作打下基础。

通过学习本课程，应达到下列基本要求：

(1) 了解电机中的磁路、磁场铁心及线圈等的基本性能和计算方法，理解电机中气隙磁场的性质和时间空间关系。

(2) 认识并理解变压器和三种主要电机（直流电机、异步电机和同步电机）的基本结构。

(3) 掌握电机正常稳态运行时的分析方法和运行性能。能正确地建立电压方程和转矩方程，弄清电机中的能量转换关系；对稳态运行时电机的参数要有清晰的物理概念，能熟练地运用等效电路和复数来计算交流电机的性能。

(4) 掌握电机中的感应电动势、电磁功率、电磁转矩和机电能量转换过程。

（二）课程的学习方法建议

电机理论是人们从长期的电机工程实践中总结提炼出来的，理论联系实际是电机最为突出的特点之一。电机学课程理论的学习只有和实际电机结合起来，才能深入理解电机的工作原理、电磁关系和运行特性。在课程的学习过程中，要不断总结电机的共性，同时要注意各种电机的差异，再结合实验和一定数量习题的练习，这样，学起来就会转难为易，兴趣也会越来越浓。

其中共性包括以下几个方面：

(1) 电机结构：定子、转子；磁路、电路。

(2) 电机原理：电和磁是构成电机的两大要素，缺一不可。电机通过电磁感应实现能量转换。

(3) 分析方法：先找平衡方程，再画出等效电路和相量图；先分析工作原理，再分析运行特性。

五、电机学中常用的电工知识

电机是通过电磁感应来实现能量转换的，离不开电和磁这两大要素。各种电机的运行原理都是以基本电磁定律和能量守恒定律为基础。

(一) 电路定律

1. 基尔霍夫电流定律

在电路任意一个节点处，所有支路的电流代数和恒等于零，即 $\sum i = 0$ 。对于正弦交流稳态电路，其相量形式为 $\sum \dot{I} = 0$ ，其中，支路电流的参考方向流入为正、流出为负；或者规定流出为正、流入为负。

2. 基尔霍夫电压定律

在电路中任一回路内各段电压的代数和恒等于零，即 $\sum u = 0$ 。对于正弦交流稳态电路，其相量形式为 $\sum \dot{U} = 0$ ，其中，当电压的参考方向与回路的绕行方向一致（相反）时为正（负）。也可表达为任一电路电压降的代数和等于电动势的代数和，即 $\sum u = \sum e$ 。对于正弦交流稳态电路，其相量形式为 $\sum \dot{U} = \sum \dot{E}$ 。

(二) 磁场的基本物理量

磁感应强度是表征磁场特性的一个基本物理量，用 \mathbf{B} 表示，单位是T（1T=1Wb/m²）。磁感应强度是一个矢量，表示空间任何一点磁场的强弱（量值）和方向。磁感应强度矢量的通量称为磁通量，用 Φ 表示，单位是Wb。磁场中经过一个曲面 S 的磁通为 $\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}$ 。磁感应强度量值相等、方向相同的磁场称为均匀磁场。在磁感应强度为 \mathbf{B} 的均匀磁场中，通过垂直于磁场、面积为 A 的磁通为 $\Phi = BA$ ，即 $B = \Phi/A$ ，因此，磁感应强度又称磁通密度。

用磁感应线（又称磁力线）来表示磁场。磁感应线上任何一点的切线方向即是该点的磁场方向。磁感应线密集处的磁通密度值大，稀疏处的磁通密度值小。磁通可以看作磁场中通过某一面积的磁感应线的数量。

磁场强度是表征磁场特性的另一个基本物理量，用 \mathbf{H} 表示，单位是A/m，是矢量。磁介质的磁导率定义为磁介质中的某点的磁通密度与磁场强度量值之比，用 μ 表示，即 $\mu = B/H$ ，单位是H/m，其值由磁场该点处的磁介质性质决定。通常由于矢量 \mathbf{B} 和 \mathbf{H} 方向相同，可写成矢量式 $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ 。

(三) 磁路基本定律

1. 主磁通和漏磁通

磁路是磁通所通过的路径。图0-1所示为两种常见的磁路。

在电机和变压器中，通常把线圈套装在铁心上，当线圈通有电流时，在线圈周围的空间（包括铁心内、外）就会形成磁场。由于铁心的导磁性能比空气要好得多，所以绝大部分磁通将在铁心内通过，并在能量传递或转换过程中起耦合场的作用，这部分磁通称为主磁通。

围绕载流线圈、部分铁心和铁心周围的空间,还存在少量分散的磁通,这部分磁通称为漏磁通。主磁通和漏磁通所通过的路径分别构成主磁路和漏磁路,如图 0-1 所示。

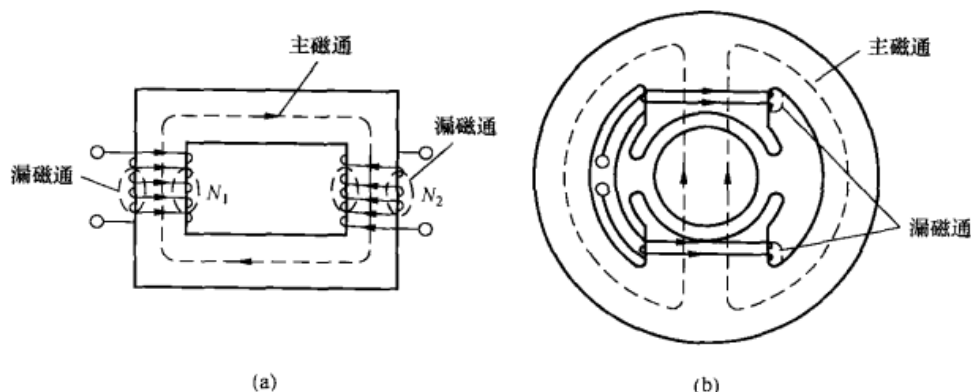


图 0-1 两种常见的磁路

(a) 变压器的磁路; (b) 两极直流电机的磁路

用以激励磁路中磁通的载流线圈称为励磁绕组,励磁绕组中的电流称为励磁电流。若励磁电流为直流,磁路中的磁通是恒定的,不随时间变化而变化,这种磁路称为直流磁路;直流电机的磁路就属于这一类。若励磁电流为交流,磁路中的磁通随时间交替变化,这种磁路称为交流磁路;交流电机和变压器的磁路都属于这一类。

2. 安培环路定律

如图 0-2 所示,在磁场中,磁场强度矢量 \mathbf{H} 沿任一闭合路径的线积分等于穿过该闭合路径的限定面积中流过电流的代数和,即

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum_{k=1}^n I_k \quad (0-1)$$

式 (0-1) 中,电流方向与闭合回路的绕行方向符合右手螺旋定则者为正,反之为负。

由于磁场是由电流所激发,故式 (0-1) 中磁场中回路所匝链的电流称为磁动势,通常以 F 表示,其单位为 A (安)。

磁压降是磁路中两点间的磁位降,可表示为磁场强度沿一条路径的线积分,即为该路径上的磁压,以 U 表示,其单位为 A,和磁动势的单位一样。

在磁路路径上 1、2 间的磁位降表示式为

$$U_{m12} = \varphi_{m1} - \varphi_{m2} = \int_1^2 \mathbf{H} d\mathbf{l} \quad (0-2)$$

3. 电磁感应定律

磁链:如图 0-2 所示,穿过线圈的磁通形成磁链。设线圈有 N 匝,流过电流后产生每匝链线圈的磁通为 Φ ,则磁链 Ψ 为

$$\Psi = N\Phi \quad (0-3)$$

当该线圈中的磁链 Ψ 发生变化时,线圈中将产生感应电动势

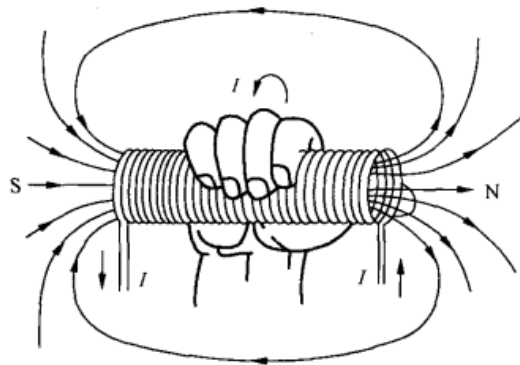


图 0-2 螺线管的磁感应线

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (0-4)$$

线圈中磁链的变化, 可能有以下两种不同的方式。

(1) 磁通本身就是由交流电流所产生, 也就是说磁通本身随时间在变化着, 这样产生的电动势称为变压器电动势, 如图 0-3 所示;

(2) 磁通本身不随时间变化, 但由于线圈与磁场间有相对运动而引起线圈中磁链的变化, 这样产生的电动势称为运动电动势或速度电动势, 即 $e = Blv$, 如图 0-4 所示。

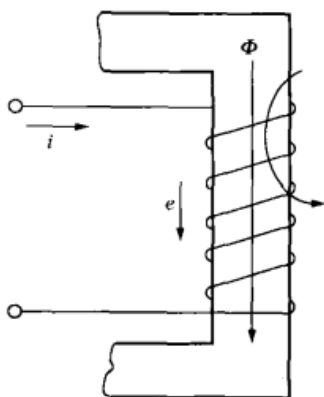


图 0-3 电流、电动势和磁通的正方向

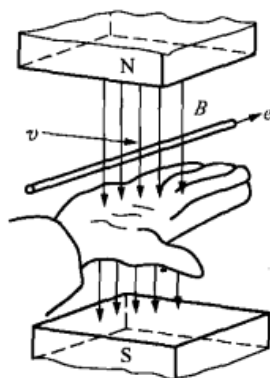


图 0-4 右手定则

4. 电磁力、电磁转矩

由于导体以恒速 v 运动, 那么在导体上除施加机械力 F 外, 必然有另一与之相平衡的力作用着, 这就是位于磁场中的载流导体所受到的电磁力 F_e , 表达式为

$$F_e = F = BLi \quad (0-5)$$

各种旋转电机都是旋转运动, 所研究的导体位于电机的转子上, 如图 0-5 所示, 如把导体上所受到的电磁力 F , 乘以导体至旋转轴之间的距离 R , 便得电磁转矩 T , 即

$$T = FR \quad (0-6)$$

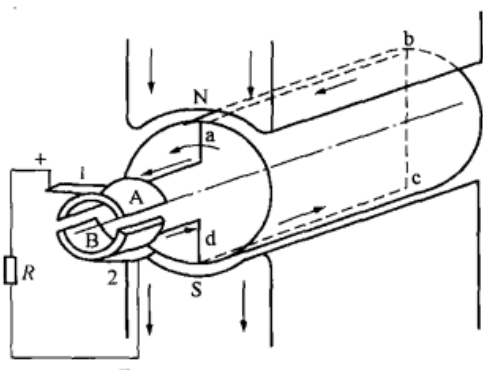


图 0-5 一线圈至换向器和电刷的示意图

5. 磁路欧姆定律

图 0-1 (a) 所示为一个无分支铁心磁路, 铁心上两绕组总匝数为 N 匝的线圈通有电流 i ; 铁心截面积为 A , 磁路的平均长度为 l , 材料的磁导率为 μ 。若不计漏磁通, 并认为各截面上的磁通密度为均匀, 并且垂直于各截面, 则磁通量 Φ 等于磁通密度乘以面积, 即

$$\Phi = \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = BA \quad (0-7)$$

考虑到磁场强度等于磁通密度除以磁导率, 即

$\mathbf{H} = \mathbf{B}/\mu$, 于是由安培环路定律得到的 $\oint_l \mathbf{H} d\mathbf{l} = Hl = \sum i = Ni$ 可改写成

$$Ni = \frac{B}{\mu} l = \Phi \frac{l}{\mu A} \quad (0-8)$$

或

$$F = \Phi R_m = \frac{\Phi}{\Lambda} \quad (0-9)$$

式中: F 为作用在铁心磁路上磁动势的安匝数, $F = Ni$; R_m 为磁路的磁阻, $R_m = \frac{l}{\mu A}$, A/Wb ; Λ 为磁路的磁导, $\Lambda = 1/R_m$, Wb/A 。

式 (0-9) 表明, 作用在磁路上的磁动势 F 等于磁路内的磁通量 Φ 乘以磁阻 R_m , 这与电路欧姆定律在形式上十分相似, 因此称其为磁路欧姆定律。这里, 把磁路中的磁动势 F 比拟于电路中的电动势 E , 磁通量 Φ 比拟于电流 I , 磁阻 R_m 和磁导 Λ 分别比拟于电阻 R 和电导 G 。

磁阻 R_m 与磁路的平均长度 l 成正比, 与磁路的截面积 A 及构成磁路材料的磁导率 μ 成反比。需要注意, 铁磁材料的磁导率 μ 不是一个常数, 所以由铁磁材料构成的磁路, 其磁阻不是常数, 而是随着磁路中磁通密度的大小而变化, 这种情况称为非线性。

6. 磁路基尔霍夫第一定律

如果铁心不是一个简单回路, 带有并联分支, 而且还可能含有空气气隙, 如图 0-6 (a) 所示。对这样的磁路进行分析计算时, 需要根据其材料与截面积的不同, 把它分成若干段。若每段磁路都是均匀磁路, 即同一段磁路的材料、截面积和通过的磁通都相同, 磁通密度值处处相等, 磁场强度值也处处相等。

以图 0-6 (a) 所示的具有分支和气隙的铁心磁路为例, 主磁路可以分成 4 段: 左侧铁心段, 截面积为 A_1 , 平均长度为 l_1 , 主磁通为 Φ_1 ; 右侧铁心段, 截面积为 A_2 , 平均长度为 l_2 , 主磁通为 Φ_2 ; 中间铁心段, 截面积为 A_3 , 平均长度为 l_3 (包括上、下两部分), 主磁通为 Φ_3 ; 气隙段, 长度为 δ , 截面积为 A_3 , 主磁通为 Φ_3 。

主磁通 Φ_1 、 Φ_2 和 Φ_3 的参考方向如图 0-6 (a) 中所示。在 Φ_1 、 Φ_2 、 Φ_3 的汇合处, 也可称为磁路中的节点 (类似电路中的节点), 作为一个闭曲面 S , 根据磁通的连续性原理, 得 $\sum \Phi = 0$ 。如图 0-6 (a) 所示, $\Phi_1 + \Phi_2 - \Phi_3 = 0$, 图 0-6 (b) 所示, $\Phi_A - \Phi_B + \Phi_C = 0$ 。即穿出 (或进入) 任一曲面的总磁通代数和恒等于零, 或穿出任一闭曲面的磁通量恒等于进入该闭曲面的磁通量。这与电路基尔霍夫第一定律 (KCL) $\sum i = 0$ 类似, 称其为磁路基尔霍夫第一定律。

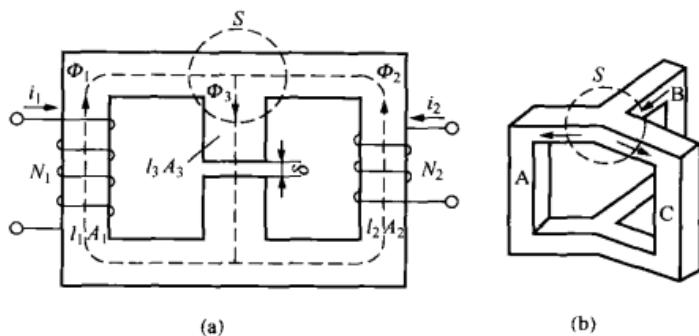


图 0-6 带分支的磁路

(a) 具有分支和气隙的铁心磁路; (b) 三相变压器铁心磁路

这与电路基尔霍夫第一定律 (KCL) $\sum i = 0$ 类似, 称其为磁路基尔霍夫第一定律。

7. 磁路基尔霍夫第二定律

仍以图 0-6 (a) 为例。不计漏磁通, 设左侧、右侧、中间铁心和气隙段磁路的磁场强度值分别为 H_1 、 H_2 、 H_3 和 H_δ , 其参考方向分别与相应的磁通的参考方向一致, 磁导率分别为 μ_1 、 μ_2 、 μ_3 和 μ_0 。对左侧和中间段组成的闭合路径, 根据安培环路定律, 可得

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = H_1 l_1 + H_3 l_3 + H_\delta \delta = F_1 = N_1 i_1 \quad (0-10)$$

由于 $H_1 = \frac{B_1}{\mu_1} = \frac{\Phi_1}{\mu_1 A_1}$, $H_3 = \frac{B_3}{\mu_3} = \frac{\Phi_3}{\mu_3 A_3}$, $H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} = \frac{\Phi_\delta}{\mu_0 A_\delta}$, 可得

$$F_1 = \frac{\Phi_1 l_1}{\mu_1 A_1} + \frac{\Phi_3 l_3}{\mu_3 A_3} + \frac{\Phi_\delta \delta}{\mu_0 A_\delta} = \Phi_1 R_{m1} + \Phi_3 R_{m3} + \Phi_\delta R_{m\delta} \quad (0-11)$$

式中: R_{m1} 、 R_{m2} 和 $R_{m\delta}$ 分别为各段磁路的磁阻。

同理, 对由左、右侧铁心组成的闭合路径也可以写出类似的式子。

可以看出: 任一闭合磁路上磁动势的代数和恒等于该闭合磁路各段磁压降的代数和。这类似于电路的基尔霍夫第二定律 (KVL), 因此称其为磁路基尔霍夫第二定律。实质上它是安培环路定律的另一种表达形式。

8. 能量守恒定律

电机在进行机电能量转换或不同形式电能变换的过程中, 始终遵守能量守恒定律, 即
输入能量 = 输出能量 + 内部损耗

电机运行中存在的能量形式有四种: 电能、机械能、磁场储能和热能。其中, 电能和机械能是电机的输入或输出能量, 磁场储能是储存在电机磁场 (主要是气隙磁场) 中的能量, 热能则是电机运行中的各种损耗转换而来的能量。根据能量守恒定律, 在电机运行中, 这四种能量间存在的平衡关系是

输入的机械能或电能 = 磁场储能的增量 + 热能 + 输出的电能或机械能

在电机分析中, 通常将能量守恒定律用功率平衡方程式来表示。电机在稳态运行时, 磁场储能增量为零, 因此功率平衡方程式为

$$P_1 = P_2 + \sum p$$

式中: P_1 为输入功率; P_2 为输出功率; $\sum p$ 为各种损耗之和。

【例 0-1】 如图 0-1 (a) 所示, 已知铁心的总长度 $l=0.4\text{m}$, 铁心截面积 $A_{\text{Fe}}=3\times 3\times 10^{-4}\text{m}^2$, $\mu_{\text{Fe}}=5000\mu_0$ 。在铁心中开一个长度 $\delta=6\times 10^{-4}\text{m}$ 的气隙, 如果在铁心中激励 1T 的磁通密度时, 问所需的励磁磁动势为多少? (考虑到气隙磁场的边缘效应, 在计算气隙的有效面积时, 通常在长宽方向各增加一个 δ 值。)

解 用磁路的基尔霍夫第二定律求解。

$$\text{铁心内的磁场强度 } H_{\text{Fe}} = \frac{B_{\text{Fe}}}{\mu_{\text{Fe}}} = \frac{1}{5.0 \times 10^3 \times 4\pi \times 10^{-7}} = 159 (\text{A/m})$$

$$\text{气隙磁场强度 } H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} = \frac{1 \times \frac{3^2}{3.06^2}}{4\pi \times 10^{-7}} = 76.5 \times 10^4 (\text{A/m})$$

$$\text{铁心磁压降 } H_{\text{Fe}} l_{\text{Fe}} = H_{\text{Fe}} (l - \delta) = 159 \times 0.3994 = 63.5 (\text{A})$$

$$\text{气隙磁压降 } H_\delta l_\delta = 76.5 \times 10^4 \times 6 \times 10^{-4} = 459 (\text{A})$$

$$\text{励磁磁动势 } F = H_{\text{Fe}} l_{\text{Fe}} + H_\delta l_\delta = 522.5 (\text{A})$$

由此可见, 气隙虽然很短, 仅 $6\times 10^{-4}\text{m}$, 但其磁位降却占整个磁路的 88%。

(四) 铁磁材料的磁化曲线

电机以磁场为耦合场, 利用电磁感应和电磁力的作用实现能量转换。

电机中的磁场通常简化为磁路处理。磁路的基本组成部分为磁动势源和导磁体。磁动势源可以是通电的线圈, 也可以是永久磁铁。导磁体一般由电工钢片 (硅钢片)、铸钢或合金构成, 其作用是提供建立较大磁通的磁路。

电机中的介质一般按其磁性能分为铁磁物质和非铁磁物质。前者如铁、镍、铝及其合金，其磁导率达到真空磁导率 μ_0 的数千甚至上万倍，通常以 μ 表示。铁磁物质的磁导率 μ 比真空磁导率 μ_0 增大的倍数，称为相对磁导率 μ_r ，即 $\mu = \mu_0 \mu_r$ ；后者如空气、铜、铝和绝缘材料等，它们的磁导率可认为等于真空磁导率 μ_0 ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$)。

描述磁场的两个基本物理量是磁通密度 B 与磁场强度 H ，两者之间存在着 $B = \mu H$ 的关系。不同的磁性材料有不同的 $B-H$ 曲线。 $B-H$ 曲线是磁性材料最基本的特性，也称为铁磁材料的磁化曲线。

未被磁化的磁性材料放在磁场中，当增大磁场强度 H 时，材料中的磁通密度 B 会发生相应的变化，典型的磁化曲线如图0-7所示。图0-7中Ⅰ段为起始段，这时候材料的磁导率较小，称为起始磁导率。继续增大 H ，到达Ⅱ段，此时磁导率迅速增大至保持基本不变， $B-H$ 关系曲线趋于直线，称为线性区。如果电机的磁性材料工作在这个区域，可用线性理论来分析。

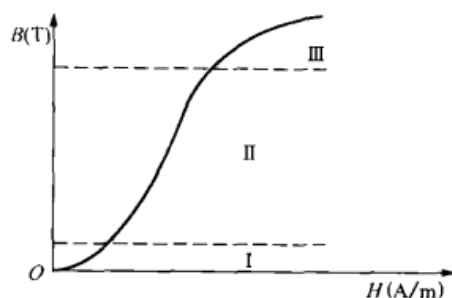


图0-7 典型的磁化曲线

Ⅲ段中材料的磁导率又变得很小，其 H 增大， B 的变化很小，称该区为饱和区。由此可见，不同的磁性材料有不同的磁导率，而且同一材料当其磁通密度不同时，也有不同的磁导率。

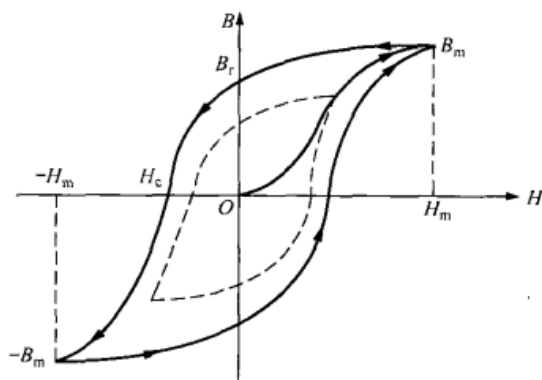


图0-8 磁滞回线

如果磁场强度 H 从某一数值减小，则发现曲线不沿原来的曲线变化。当 H 降到零， B 并不为零。 H 的返回点不同，相应的曲线也不同，如图0-8所示，这现象称为磁滞现象。如果磁场强度 H 缓慢地循环变化， $B-H$ 曲线就是一条封闭曲线，称为磁滞回线。返回点 H 不同，回线的宽度和高度也不相同，当 H 和 B 充分饱和后，回线不再增大，此最大的回线称为极限磁滞回线。当磁场强度 $H=0$ 时，磁通密度并不等于零，而是 $B=B_r$ ，这种去掉外磁场之后，铁磁材料内仍然

保留的磁通密度 B_r 称为剩余磁感应强度或剩余磁通密度，简称剩磁。要使 B 值从 B_r 减小到零，需要加上反方向外磁场，此磁场强度称为矫顽磁力 H_c ，即极限磁滞回线与横坐标的交点。 B_r 与 H_c 是磁性材料的重要参数。

根据磁滞回线中矫顽磁力 H_c 的大小可将磁性材料分为软磁材料与硬磁材料。 H_c 小的为软磁材料，它容易被磁化，在较低的外磁场作用下就能产生较高的磁通密度，一旦外磁场消失，其磁性基本上消失，电机、变压器的磁路通常采用这类材料构成。 H_c 大的为硬磁材料，它不容易被磁化，也不容易去磁，当外磁场消失后，它们能保持相当强且稳定的磁性，永久性磁铁通常采用这类材料构成。

对于电机中应用最广的软磁材料，工程上都采用连接各磁滞回线顶点的曲线来表征该材料的 $B-H$ 关系，这种 $B-H$ 曲线称为基本磁化曲线。

当导磁材料位于交变磁场中被反复磁化，其 $B-H$ 关系便是磁滞回线。此时导磁材料中将引起能量损耗，称为铁心损耗。铁心损耗分为两部分：磁滞损耗和涡流损耗。要注意在

恒定磁场中的静止导磁体内是不会引起能量损耗的。

(五) 电机制造材料

电机的技术经济指标与其制造材料有关。电机所用的材料一般包括四种,即导电材料、导磁材料、绝缘材料、机械材料。在电机设计和制造中正确地选择材料极为重要。

1. 导电材料

在电机中,电主要是以电路的形式出现,即由电机内的线圈、绕组构成电机的电路。铜是最通用的导电材料,电机中的绕组一般都用铜线绕成。铝的重要性仅次于铜;铝线在输电线路应用很广。笼型异步电动机的转子绕组则常用铝浇铸而成。黄铜、青铜和钢都可以作为集电环的材料。碳也是应用于电机的一种导电材料,电刷可用碳—石墨、石墨或电化石墨制成。

2. 铁磁材料

为了能在励磁磁场的作用下激励较强的磁场,电机和变压器的铁心通常采用磁导率较高的铁磁材料。前面已经讲述,磁性材料分为软磁材料与硬磁材料。软磁材料的磁导率较高,通常用来制作电机和变压器的铁心,如铸钢、铸铁、电工钢片等均系软磁材料。磁滞回线较宽、剩磁 B_r 和矫顽磁力 H_c 大的铁磁材料为硬磁材料。由于剩磁 B_r 大,可用以制成永久磁铁,因而硬磁材料也称为永磁材料。一般来说,剩磁 B_r 、矫顽磁力 H_c 和最大磁能积三项指标愈大,就表示材料的磁性能愈好;此外还需考虑其工作温度、稳定性和价格等因素。

永磁材料不容易磁化,也不容易去磁,当外磁场消失后,它们能保持相当强且稳定的磁性,可在电机中用作永久磁铁,以便在没有线圈电流产生磁动势的情况下为电机提供一个恒定磁场。

3. 绝缘材料

导体与导体间、导体和机壳或铁心间,都必须用绝缘材料隔开。绝缘材料的种类很多,可分为天然的和人工的、有机的和无机的,也可用不同绝缘材料进行组合。绝缘材料的寿命和它的工作温度有很大关系。在热的作用下随着时间的增长,绝缘材料会逐渐老化,即绝缘材料的机械强度和绝缘性能逐渐丧失。

变压器油为一特种矿物油,在变压器中它同时起绝缘和散热两种作用。

4. 机械材料

电机上的机械材料包括两部分。一部分是专为机械支撑用的。例如,机座、端盖、轴与轴承、螺杆、木块间隔等。在漏磁场附近,任何机械支撑,均应采用非磁性物质。定子绕组端部的箍环应当用黄铜或非磁性钢制成。转子外围的绑线是采用非磁性钢丝。另一部分机械部件是专为散热而设置的。如旋转电机转轴上的风扇,可以增加空气的对流作用。在大中型电机里,沿着定子或转子的轴向,每隔一定的长度,常有通风槽的设置。有时电机的外表应用波形表面,以增加散热面积。

本 章 小 结

本章阐述了电机在国民经济中的作用、电机的发展历史和趋势;复习了有关磁场、磁路的基本概念、安培环路定律、电磁感应定律、电磁力、磁路定律以及铁磁材料的磁化曲线等,为课程学习奠定基础;最后,介绍了电机所用的四种材料:导电材料、导磁材料、绝缘

材料、机械材料,使读者对电机的材料有一定的认识。

电机具有可逆性,因此,一台电机既可以作发电机运行也可以作电动机运行。某些电机常称为发电机(或电动机),只说明该类电机作为发电机(或电动机)运行时优点较多,故命名之,而不是说只能用作发电机(或电动机)。

思 考 题

0-1 说明磁通、磁通密度(磁感应强度)、磁场强度、磁导率等物理量的定义、单位和相互关系。

0-2 在图 0-1(a) 中,当给线圈 N_1 外加正弦电压 U_1 时,线圈 N_1 和 N_2 中各感应什么性质的电动势? 电动势的大小和哪些因素有关? 写出闭合磁路安培环路定律的表达式。

0-3 感应电动势 $e = -d\psi/dt$ 中的负号是什么意思?

0-4 电机和变压器的磁路常用什么材料制成? 它们应具有哪些主要特性?

0-5 试比较磁路和电路的相似点和不同点。

习 题

0-1 一铁环的平均半径为 40cm,铁环的横截面积为一直径等于 4cm 的圆形,在铁环上绕有线圈,当线圈中的电流为 5A 时,在铁心中产生的磁通为 0.005Wb,试求线圈应有的匝数。铁环所用的材料为铸钢,其磁化曲线数据见表 0-1。

表 0-1 铸钢的磁化曲线数据

$H(\text{A/cm})$	5	10	20	30	40	50	60	80	110	140	180	250
$B(\text{T})$	0.55	1.1	1.36	1.48	1.55	1.60	1.64	1.72	1.78	1.83	1.88	1.95

0-2 如图 0-1(a) 所示铁心线圈,线圈 N_1 为 100 匝,通入电流 1.5A,线圈 N_2 为 50 匝,通入电流 1A,铁心的高度 15cm,宽度 20cm,铁心截面积为均匀,求右侧铁心柱上的磁位降。

0-3 在图 0-9 所示的磁路中,线圈 N_1 和 N_2 中通入直流电流 I_1 和 I_2 ,试问:

(1) 电流方向如图 0-9 所示时,该磁路上的总磁动势为多少?

(2) N_2 中电流 I_2 反向,总磁动势又为多少?

(3) 若在图 0-9 中 a、b 处切开,形成一空气隙 δ ,总磁动势又为多少?

(4) 比较 (1)、(3) 两种情况下铁心中的 B 、 H 的相对大小,以及 (3) 中铁心和气隙中 H 的相对大小?

0-4 两根输电线在空间相距 2m,当两输电线通入电流均为 100A 时,求每根输电线单位长度上所受的电磁力为多少? 并画出两线中电流同向及反向时两种情况下的受力方向。

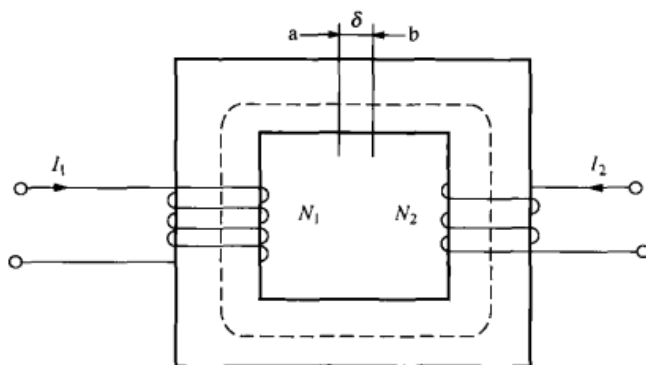


图 0-9 习题 0-3 的图

第一篇 直流电机

直流电机是电机的主要类型之一。直流电机具有可逆性，即一台直流电机既可以作发电机运行，又可以作电动机运行。通过直流发电机可以得到直流电源，而通过直流电动机能够拖动负载运转。直流电动机由于具有良好的调速性能，因而被广泛应用于调速要求较高的场合，本篇主要阐述直流电机的基本原理与基本理论。

第一章 直流电机的工作原理与基本结构

第一节 直流电机的工作原理

一台最简单的两极直流电机模型如图 1-1 所示。它的定子上装设了一对由直流电流励磁的静止主磁极，而在其转子上装设电枢铁心。电枢铁心与主磁极之间具有一定的气隙。在电枢铁心上安放由 A 和 X 两根有效导体连成的一个电枢线圈 abcd，线圈的首、末端分别连接到两片圆弧形的铜片上，此铜片称为换向片。换向片固定于转轴上，换向片之间，以及换向片与转轴之间都要互相绝缘。这种由换向片构成的整体称为换向器。为了把旋转的电枢绕组与外电路连接，在换向片上放置一对在空间上固定不动的电刷 A 和 B。当电机旋转，电刷 A 只能与转到上面的一片换向片相接触，而电刷 B 则只能与转到下面的一片换向片相接触。

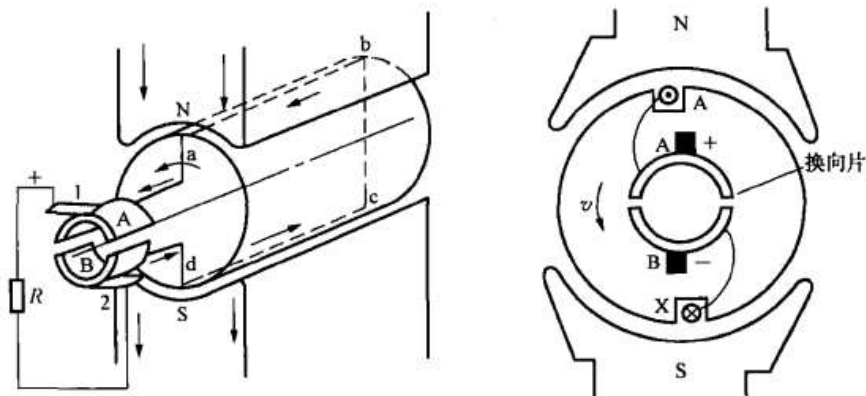


图 1-1 一台简单的两极直流电机模型

设该直流电机作为发电机运行，由一台原动机驱动以逆时针方向旋转，当导体 A 有效长度为 l ，线速度为 v ，导体所处位置 θ 的磁通密度为 B_θ 时，在该导体中将感应出电动势

$$e_g = B_\theta lv \quad (1-1)$$

在图 1-1 所示的瞬间，A 导体处在 N 极下，其感应电动势方向由纸面穿出，而导体 X 则处在 S 极下的相应位置，其感应电动势方向由纸面进入，整个线圈 X→A 的电动势为

$e_{xA} = 2B_0lv$ 或者 e_{xA} 正比于 B_0 。 B_0 沿电枢周围的空间分布曲线如图 1-2 (a) 所示。显然换以适当比例后, 该曲线也可表示线圈电动势 e_{xA} 随时间变化的波形。从图 1-2 (a) 中可见, 该电动势是交流电动势, 但由于电刷 A 仅与转到 N 极下的导体所连接的换向片相接触, 而电刷 B 仅与转到 S 极下的导体所连接的换向片相接触, 故电刷 A、B 之间的电动势却是直流电动势, 如图 1-2 (b) 所示。当正、负电刷接到外电路的电阻负载上时, 导体中电流方向与图 1-1 中电动势方向相同, 由电磁力定律可知两根导体受到的电磁力均为顺时针方向, 与图 1-1 中电机转动方向相反, 故与原动机的驱动转矩相平衡, 将机械能转换为直流电能。

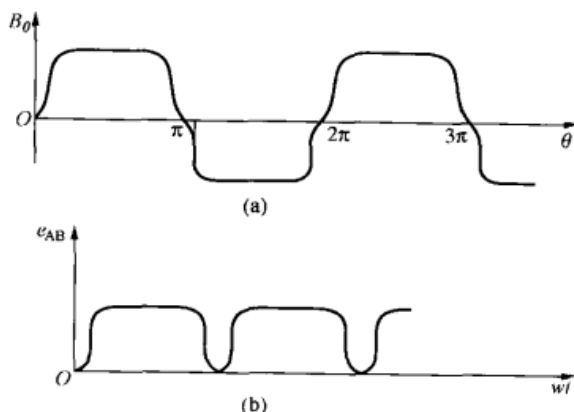


图 1-2 直流电机的主极磁场波形
和电刷上的电动势波形
(a) 主极磁场波形; (b) 电刷上的电动势波形

对于图 1-1 所示的电机模型, 显然其直流电动势波形的脉动程度较大。若在图 1-1 所示的电枢上再增加一线圈与原有线圈在空间上相差 90° 电角度, 并同时将此线圈两端各接到与原有的换向片在空间也相差 90° 电角度的一对换向片上而将所有换向片宽度减半, 则当电

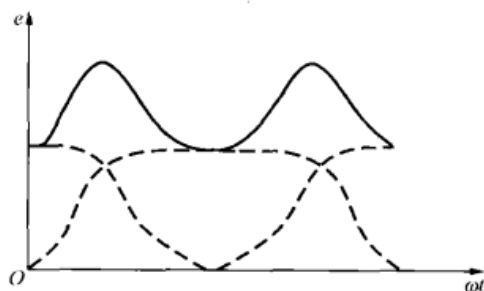


图 1-3 增加一线圈后的电动势波形

枢旋转时, 这两个线圈的感应电动势在时间相位上也相差 90° 电角度, 如将它们串联起来, 则在电刷 A 和 B 之间的感应电动势波形的脉动程度将大为减小, 如图 1-3 所示。

如果每极下有 8 个线圈相串联, 则电动势的脉动幅度与平均值之比将小于 1%。

若把上述直流电机模型作为电动机运行, 在电刷 A 和 B 之间外施直流电压, 使电流从正极性电刷 A 流入, 经线圈 A→X 从负极性电刷 B 流出, 由于电流总是经 N 极下的导体流进去而经 S 极下的导体流出来, 根据电磁力定律, 显然上、下两根导体分别受到的电磁力的方向始终不变, 但却为逆时针方向, 它们产生该方向的电磁转矩, 故可带动轴上的机械负载仍按逆时针方向旋转。

第二节 直流电机的基本结构

直流电机的结构可分为两部分: 静止部分称为定子; 旋转部分称为转子, 对于直流电机来说它也是实现机电能量转换的部件, 即电枢。图 1-4 和 1-5 所示分别为直流电机的纵剖面和横剖面的示意图。

定子主要由主磁极、换向极、机座、端盖、轴承和电刷装置组成。转子由电枢铁心、电枢绕组、换向器、风扇和转轴等组成。各主要部件简介如下。

一、主磁极

主磁极 (简称主极) 用来产生气隙磁场并使电枢表面的气隙磁通密度按一定波形沿空间

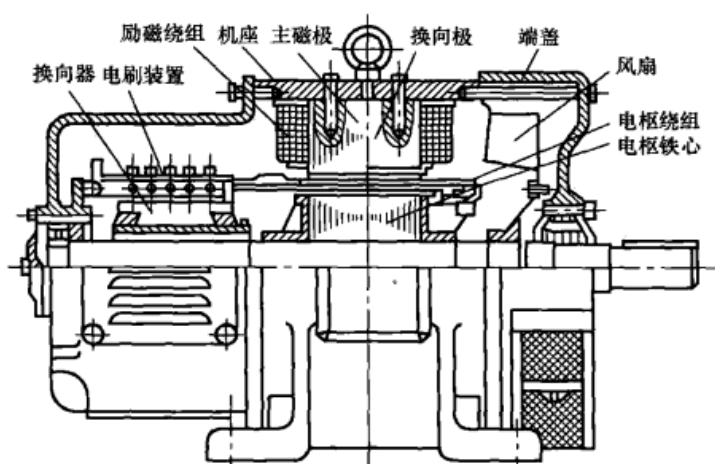


图 1-4 直流电机的纵剖面示意图

分布。它由 0.5~1.5mm 厚的低碳钢板冲片叠装成主极铁心，然后再套上励磁绕组。整个主极用螺杆固定于机座上，如图 1-6 所示。为了改善换向，减少噪声，使气隙磁场有较好的分布波形，通常在极靴下的气隙是不均匀的，在极尖处的气隙较极靴中部大。大型直流电机常装补偿绕组，补偿绕组嵌放在主磁极极靴上的槽内。由于 N 极和 S 极只能成对出现，故主极的极数一定是偶数，而且沿机座内圆按 N、S、N、S…以异极性交替排列。

励磁绕组可用圆截面或矩形截面的绝缘导体绕制在绕组框架上，经浸胶（漆）及烘干后一起套入主磁极铁心。各主极上的励磁绕组彼此间常用串联方式连接，以保证各主极励磁绕组的电流相等。

二、换向极

换向极用来改善电机的换向性能。它包括换向极铁心和套在其上的换向极绕组。小型直流电机的换向极铁心用整块钢制成；对换向要求高的直流电机，其换向极铁心则用 1.0~1.5mm 厚的钢板冲片叠压而成。换向极绕组与电枢绕组电路相串联，由于需要通过较大的电枢电流，故采用较粗的矩形截面导体扁绕而成，如图 1-7 所示。换向极数与主磁极相同，每个换向极装在两相邻主极之间并用螺杆固定于机座上。

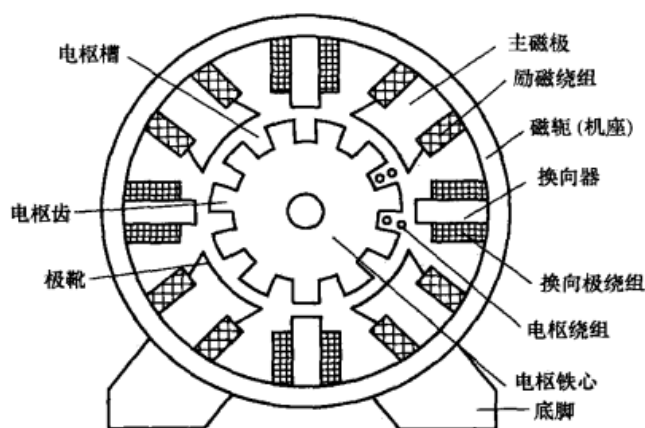


图 1-5 直流电机的横剖面示意图

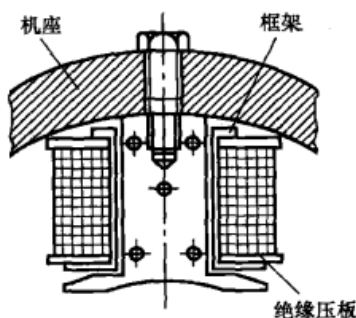


图 1-6 直流电机的主磁极

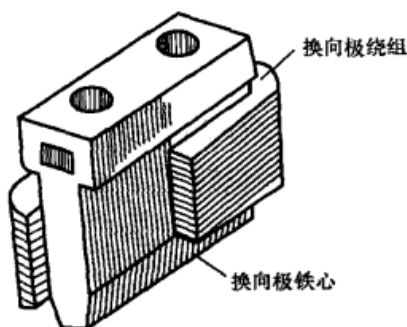


图 1-7 直流电机的换向极

三、机座

机座一方面用来固定主极、换向极和端盖等，并借助底脚将整个电机固定于基础上；另一方面作为磁轭以构成主磁路的一部分，这一点与交流电机不同。为了保证具有良好的导磁性能和机械性能，机座通常由铸钢或钢板焊接而成，小型直流电机则可由一段无缝钢管构成。

四、电枢铁心和绕组

电枢铁心由 0.5mm 厚的电工硅钢片冲叠而成，每张冲片冲有嵌放绕组用的槽和一些轴向通风孔，如图 1-8 所示。对于容量较大的电机，为了加强通风冷却，电枢铁心沿轴向每隔 4~10cm 处叠入通风道片，空出 10cm 宽作为径向通风道。

电枢绕组由许多用绝缘导体绕制的线圈元件组成，嵌入槽内情况如图 1-9 所示。各线圈以一定规律焊接到换向片上而形成闭合回路。线圈伸出槽外的端接部分，可用非磁性钢丝扎紧在线圈支架上。为了防止电机旋转时线圈受离心力而甩出，在槽口楔入一槽楔压紧固定。

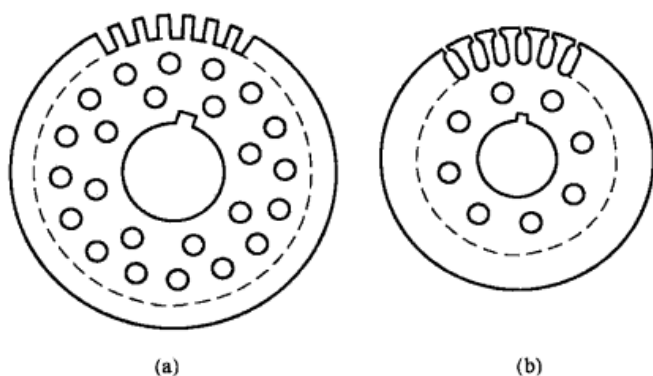


图 1-8 电枢铁心冲片
(a) 开口槽；(b) 闭口槽

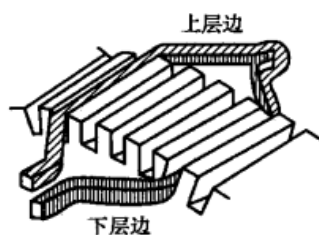


图 1-9 电枢绕组嵌入槽内情况

五、换向器

换向器的作用是与电刷装置相配合，使电枢绕组中的交流电动势转换为电刷间的直流电动势。它是直流电机中最重要的部件之一，也是最薄弱的环节，其工作状态正常与否基本上决定了直流电机运行的可靠性。它通常由许多彼此互相绝缘的楔形铜质换向片构成圆柱体，如图 1-10 所示。换向片之间用 0.4~1.2mm 厚的云母片作为绝缘，并借助 V 形金属套筒、V 形钢环和螺旋压圈紧固成一体，换向片与套筒和 V 形钢环之间均用云母片制成的云母套筒和两个 V 形云母环作为绝缘。小容量直流电机多采用热压成型的塑料换向器。

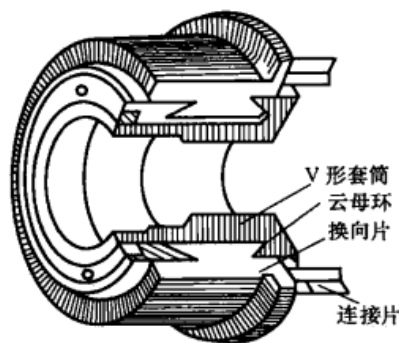


图 1-10 普通拱形换向器

六、电刷装置

电刷装置由电刷、刷握、刷杆和刷杆座（也称摇环）等组成，如图 1-11 所示。电刷放在刷握上的刷盒内，用弹簧压板将它压紧在换向器上，而刷握固定在刷杆上，刷杆又装在刷杆座上，它们之间必须绝缘。小型直流电机的刷杆座装在端盖或轴承内盖上，而大型电机的刷杆座则在机座上。

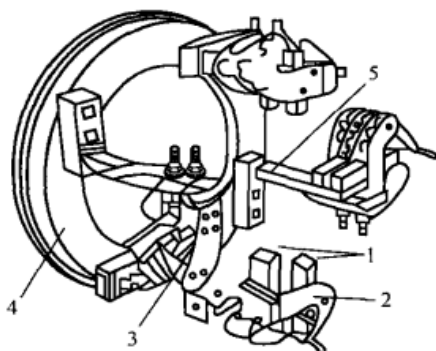


图 1-11 电刷装置

1—电刷；2—刷握；3—弹簧压板；4—刷杆座；5—刷杆

第三节 直流电机的励磁方式

直流电机的分类方法很多。各种直流电机当采用不同励磁方式时，它们的运行性能差别很大，所以通常都按励磁方式分类。

直流电机按励磁方式不同可分为他励式和自励式两大类。他励式的励磁绕组由另外电源供电激励，接线如图 1-12 (a) 所示。永磁式直流电机因其主磁场由永久磁铁建立，故也属他励式。

自励式的励磁绕组与电枢绕组按一定的关系相连接。直流发电机励磁绕组由该电机电枢供电，而直流电动机励磁绕组和电枢绕组由同一电源供电。按励磁绕组与电枢绕组的连接方式不同又可将直流电机分为并励、串励和复励三种。

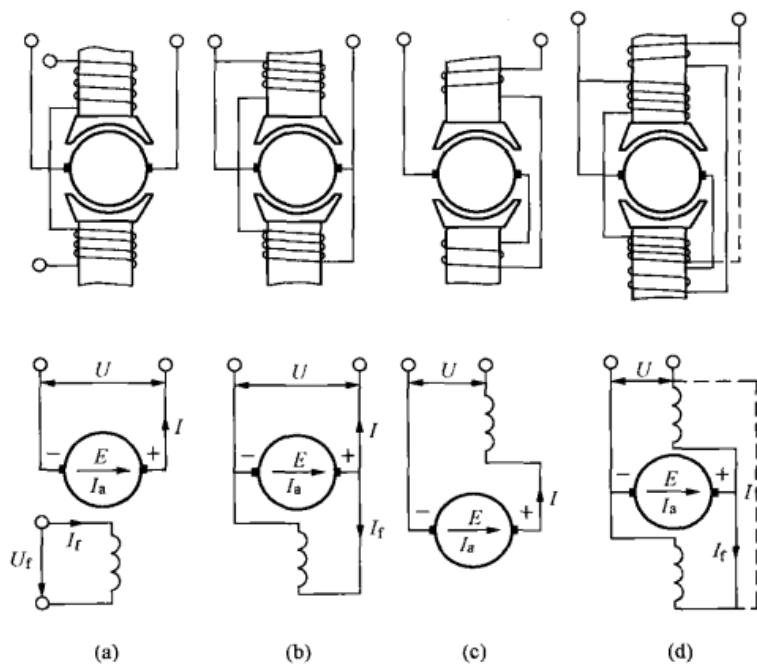


图 1-12 直流电机按励磁方式的分类接线图

(a) 他励式；(b) 并励式；(c) 串励式；(d) 复励式

并励式的并励绕组与电枢绕组并联,其接线图如图 1-12 (b) 所示。这时电枢电流 I_a 对发电机而言为 $I_a = I + I_f$, I 为负载电流; I_f 为励磁电流; 而对电动机而言 $I = I_a + I_f$ 。串励式的励磁绕组与电枢绕组串联,其接线图如图 1-12 (c) 所示,这时 $I = I_a = I_f$ 。复励式有两套励磁绕组,一个是与电枢绕组并联的并励绕组,而另一个是与电枢绕组串联的串励绕组,如图 1-12 (d) 所示,当两套励磁绕组产生的磁动势方向相同时,称为积复励;相反时则称为差复励。

复励式的接线有两种方法:一种是电枢绕组与串励绕组串联后再与并励绕组并联,称为长复励接法;另一种是电枢绕组与并励绕组并联后再与串励绕组串联,称为短复励接法。前者相应于图 1-12 (d) 中的虚线,后者相应于 1-12 (d) 中的实线。

第四节 额 定 值

额定值是指电机在额定工作条件下所规定的一些量值。额定值通常标在电机的铭牌上,如图 1-13 所示。

直流电机的额定值主要有:

- (1) 额定容量 P_N , 单位为 W 或 kW;
- (2) 额定电压 U_N , 单位 V;
- (3) 额定电流 I_N , 单位 A;
- (4) 额定转速 n_N , 单位为 r/min。

此外,在铭牌上还标有电机的型号。

还有一些额定值,如额定效率 η_N 、额定转矩 T_N 、额定温升 θ_N 和励磁方式等,不一定都标在铭牌上,通常在产品技术指标中给出。

直流电机的额定容量(或称额定功率),对发电机而言是指发电机电刷端输出的电功率,它等于额定电压 U_N 和额定电流 I_N 的乘积,即 $P_N = U_N I_N$; 而对电动机而言,则指它的轴上输出的机械功率,即 $P_N = \eta_N U_N I_N$ 。

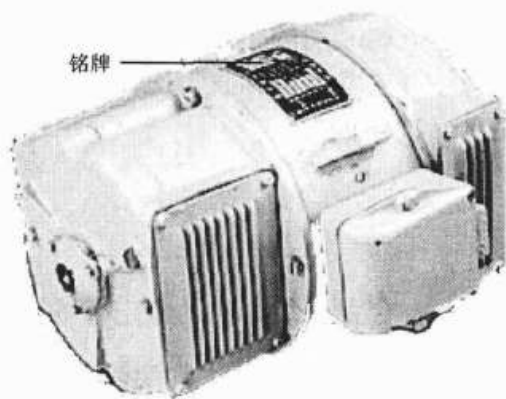


图 1-13 电机的铭牌

本 章 小 结

本章的重点是掌握直流电机的基本原理和基本结构。直流电机的基本原理是建立在电和磁相互作用的基础上的。直流电机电枢中的电动势是交流,由于电枢绕组旋转时,与在空间静止不动的电刷的连接不断地变换,才保证了电刷引出直流电动势。可见,这种绕组中的交流电动势是通过电枢旋转、换向器和电刷间的换接来实现输出直流电动势的。人们称直流电机的换向是机械换向。

直流电机的基本结构可分为静止部分(称为定子)和旋转部分(称为转子或电枢),在定子和转子之间存在着气隙。

学习完本章后,对定子和转子的主要部件及其结构特点和作用应有所了解。还应了解直流电机励磁方式及额定值的含义。

思考题

- 1-1 在直流电机中,为什么每根导体的电动势为交流,但由电刷引出的电动势却为直流?
- 1-2 直流电机由哪些主要部件组成,它们的功用是什么?
- 1-3 为什么直流电机的电枢铁心必须用硅钢片叠成,而定子磁极铁心却用铸钢或普通钢片?
- 1-4 直流电机的电枢绕组是自成闭合回路,当电枢旋转而在其中产生感应电动势时,会不会产生环流,为什么?
- 1-5 直流电机的电枢绕组为什么必须闭合?若有一处断开,会产生什么后果?
- 1-6 在直流发电机中,为了把交流电转变为直流电采用了换向器装置,但在直流电动机中,加在电刷两端的电压是直流电压,那么换向器起什么作用?
- 1-7 在一直流机中,如何确定电刷的正确位置?电刷的实际位置是否在几何中心线处?
- 1-8 电刷之间的感应电动势与某一导体的感应电动势有什么不同?
- 1-9 直流发电机和直流电动机的额定功率是指什么?一台直流电机在运行时的功率大小是由什么决定的?

习题

- 1-1 一台直流发电机的额定值如下: $P_N=67\text{kW}$, $U_N=115\text{V}$, 额定转速为 960r/min , 额定效率为 87% 。求额定电流。
- 1-2 一台直流电动机的额定值如下: $P_N=125\text{kW}$, $U_N=220\text{V}$, 额定转速为 1500r/min , 额定效率为 90% 。求输入功率和额定电流。
- 1-3 已知一台直流电机的铭牌参数如下: 额定功率 $P_N=230\text{kW}$, 额定电压 $U_N=230\text{V}$, 额定转速 $n_N=1450\text{r/min}$, 额定效率 $\eta_N=90\%$ 。试求:
- (1) 作发电机运行时的额定输入功率 P_1 和额定电流 I_N ;
 - (2) 作电动机运行时的额定输出功率 P_2 和额定电流 I_N 。

第二章 直流电机的电枢绕组和电枢反应

电枢绕组是电机的一个重要部件。直流电机的电枢绕组通常分五类：单叠绕组、单波绕组、复叠绕组、复波绕组、蛙形绕组。其中单叠绕组和单波绕组是最基本的，其它则是由这两种绕组演化而来的。电枢磁动势对主极所建立的气隙磁场的影响，称为电枢反应。电枢反应对电机的运行性能会产生重大影响。

本章重点阐述单叠绕组、单波绕组、感应电动势、电磁转矩以及磁场与磁路的基本内容。

第一节 直流电枢绕组的基本特点

绕组元件是指两端分别与两片换向片连接的单匝或多匝线圈。图 2-1 和图 2-2 所示分别为单匝和两匝的叠绕组和波绕组元件示意图。

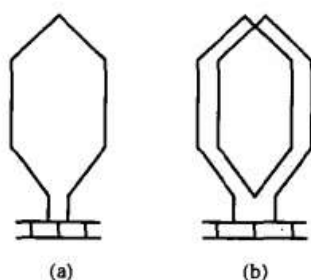


图 2-1 叠绕组元件
(a) 单匝元件；(b) 两匝元件

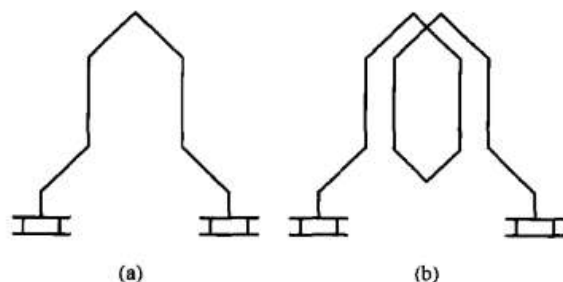


图 2-2 波绕组元件
(a) 单匝元件；(b) 两匝元件

每一元件有两个嵌在槽内切割磁通而感应电动势的有效边，称为元件边。元件在槽外的部分仅作为连接引线，称为端接线。为了便于工艺制作，在嵌放绕组时，每个元件的一个元件边嵌放在某一槽内的上层（称为上元件边），而另一元件边必须嵌放在另一槽内的下层（称为下元件边），如图 2-3 所示。

为了改善电机的性能，通常电机绕组需用较多的元件组成，但是由于结构、工艺等原因，电枢铁心圆周表面有时不能冲出太多的槽，因此有每个槽的上、下层各嵌放一个、两个和三个边的情况。若把同一槽内每个上、下元件边所占的槽内位置看作为一个虚槽，则图 2-4 示出了一个实槽包含两个和三个虚槽的情况。

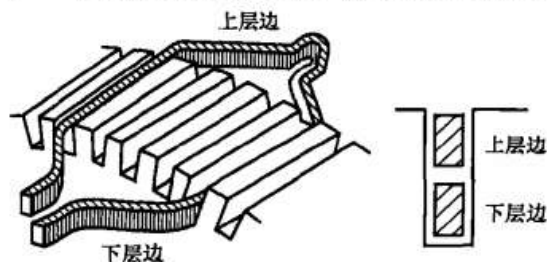


图 2-3 电枢绕组元件在槽内的嵌放

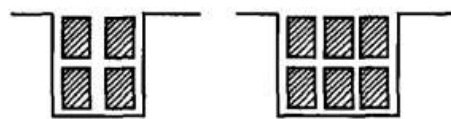


图 2-4 一个实槽包含两个和三个虚槽

设每个实槽包含 u 个虚槽, 则电机中的实槽数 Z 、虚槽数 Z_i 和元件数 S 之间的关系为

$$Z_i = uZ = S \quad (2-1)$$

以后为了正确说明元件边所处的位置, 一律以虚槽数来表示。同时, 由于每一换向片都连接到属于不同元件的两个上、下元件边, 故元件数 S 必然等于换向片数 K , 即

$$S = K = Z_i \quad (2-2)$$

一、绕组节距

1. 第一节距 y_1

每一元件的两元件边在电枢表面上所跨越的距离用虚槽数来表示, 称为绕组的第一节距 y_1 , 如图 2-5 所示。

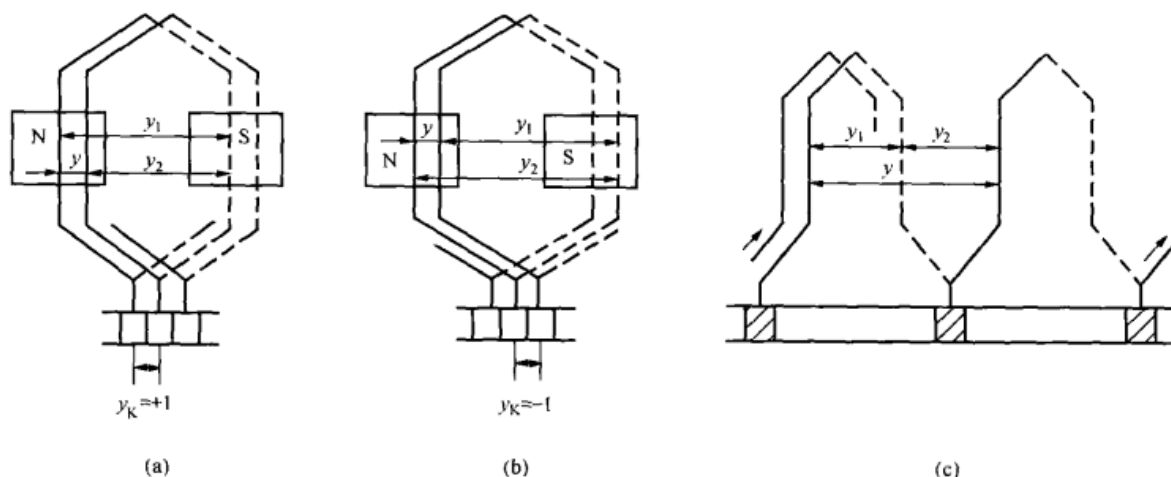


图 2-5 单叠和单波绕组元件在电枢上连接情况

(a) 右行绕组; (b) 左行绕组; (c) 单波绕组

若某一元件的上元件边嵌放在第一虚槽的上层, 而其下元件边嵌放在第五虚槽的下层, 则 $y_1 = 5 - 1 = 4$ (4 个虚槽数)。为了使元件的感应电动势最大, 各种绕组的 y_1 都应等于或接近于一个极距 τ , 由于极距 τ 为

$$\tau = \frac{Z_i}{2p} \quad \text{虚槽} \quad (2-3)$$

显然 y_1 必须为整数, 但有时 Z_i 不能恰好被 $2p$ 整除, 故第一节距 y_1 的表达式为

$$y_1 = \frac{Z_i}{2p} \pm \epsilon = \text{整数} \quad (2-4)$$

式中: p 为电机的极对数; ϵ 为小于 1 的真分数, 用来将 y_1 凑成整数。

若 $\epsilon = 0$, 则为整距元件。若 $\epsilon \neq 0$ 时, 式 (2-4) 中如取负号则为短距元件, 取正号为长距元件。短距元件端接线短, 省铜且有利于换向, 故常被采用。

2. 第二节距 y_2

同一换向片所串联的两个元件中, 前一元件的下一元件边与后一元件的上一元件边之间在电枢表面以虚槽数表示的距离, 称为绕组的第二节距 y_2 , 如图 2-5 所示。

3. 合成节距 y

在相邻连接的两个元件的对应边之间在电枢表面上用虚槽数表示的距离, 称为绕组的合成节距 y 。若规定从换向器端观察电枢时, 从左到右的行进方向为正值, 则由图 2-5 可见,

当 y_1 为正值时, 在叠绕组中 y_2 为负值; 在波绕组中, y_2 的行进方向与 y_1 相同为正值。因此, 不论叠绕组或波绕组, 合成节距 y 总是等于 y_1 与 y_2 的代数和, 即有

$$y = y_1 + y_2 \quad (2-5)$$

4. 换向器节距 y_k

每一元件的两端所连接的两换向片之间在换向器表面上用换向器表面上的换向片数来表示的距离, 称为换向器节距 y_k 。从图 2-5 可知, 合成节距 y 总是和换向器节距 y_k 相等, 即

$$y = y_k \quad (2-6)$$

5. 元件数 S , 换向片数 K , 槽数 (虚槽) Z_i 之间关系

一个元件, 有两个有效边; 一个槽一般有上下两层, 每个槽放两个有效边, 则 $S = Z_i$ 。

一元件有两个端, 1 个端与 1 个换向片相连; 1 个换向片连两个元件的端子 (两不同元件), 所以 $S = K = Z_i$ 。如已知总的导体数为 N , 元件数为 S , 每个元件有 N_c 匝, 换向片数为 K , 则它们之间的关系可表示为

$$N = 2N_c u Z = 2N_c Z_i$$

$$S = K = Z_i$$

二、场移

为了使电枢绕组元件能沿电枢表面分布, 依次相串联的两个元件在磁场中必须移过 $\pm m$ 距离, $\pm m$ 一般也用虚槽数或换向片数表示, 称为场移。

在叠绕组中, 依次相串联的两个元件处于同一极性磁极下, 为使绕组分布开, $|y_2|$ 不能等于 y_1 , 显然, 在叠绕组中, 合成节距 y 在数值上与场移 m 相等, 即

$$y = \pm m \quad (2-7)$$

对于波绕组, 依次相串联的两个元件处于相邻的同极性磁极下, 为了使绕组分布开, 合成节距 y 不能恰好等于一对极距 K/p , 应使合成节距 y 与一对极距 K/p 之差等于场移 $\pm m$, 即

$$y = K/p \pm m$$

或

$$py = K/p \pm m \quad (2-8)$$

第二节 单叠和复叠绕组

一、单叠绕组节距和绕组连接表

$y = y_k = \pm 1$ 的绕组, 称为单叠绕组, 这种绕组任何相邻两个元件的连接都是后一元件紧叠在前一元件的上面, 每嵌完一个元件便在电枢表面上移过一个虚槽, 直到最后一个元件的末端与第一元件的首端相连接而形成闭合绕组。

在 $y = y_k = \pm 1$ 中, “+” 或 “-” 分别表示绕组向右或向左移动, 前者称为“右行”绕组, 后者称为“左行”绕组, 如图 2-5 所示。左行绕组元件接到换向片的两根端接线上相互交叉, 因用铜较多, 故叠绕组常采用右行绕组。

下面用一例题来具体说明单叠绕组的绕制方法和特点。

【例 2-1】 已知一台直流电机数据如下: $2p=4$, $Z=Z_i=S=K=20$ 。试绕制一单叠右行整距绕组。

解 (1) 节距计算。

从已知数据可知, $u=1$, 即实槽数等于虚槽数, 因为取右行绕组, 故 $y=y_k=+1$, 因是整距绕组, 故

$$y_1 = \tau = Z_i / 2p = 20 / 4 = 5; y_2 = y - y_1 = 1 - 5 = -4$$

(2) 绕组连接表。

为了连接和分析绕组时的方便, 在绕组具体绕制之前, 先把槽 (虚槽)、元件、元件边和换向片自左向右进行编号。编号的原则是: 元件、该元件的上元件边和此上元件边所在的槽 (指虚槽当 $u>1$ 时), 以及与其相连接的换向片都具有相同的号码; 而下元件边则用它所在虚槽的号码上标加撇来表示。例如 1 号元件的上元件边嵌放在 1 号槽内上层, 它的端接线与 1 号换向片相连接, 因为 $y_1=5$, 故 1 号元件的下元件边嵌放在 $1+5=6$ 号槽内的下层, 由于 $y_k=+1$, 1 号元件下元件边的端接线与 $1+y_k=1+1=2$ 号换向片组连接。然后 2 号换向片又与嵌放在 2 号槽内上层的 2 号元件的上元件边相连接, 2 号元件的下元件边则嵌放在 7 号槽的下层后再连接到 3 号换向片上。依次类推, 从左到右连接而成的绕组连接表如图 2-6 所示。

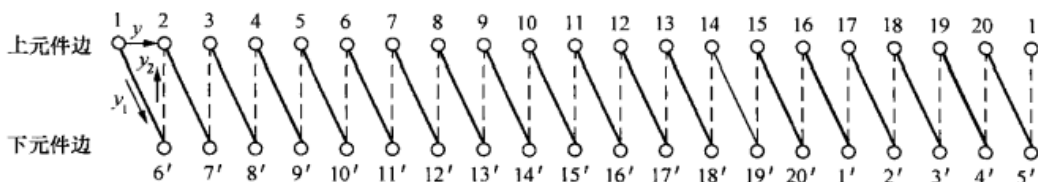


图 2-6 例 2-1 绕组连接表

图 2-6 所示连接表中每一实线表示一个元件。如 1—6' 为第一号元件, 2—7' 为第二号元件, 等等。两元件之间的虚线, 则表示通过换向器上的同一换向片把两个元件串联起来。

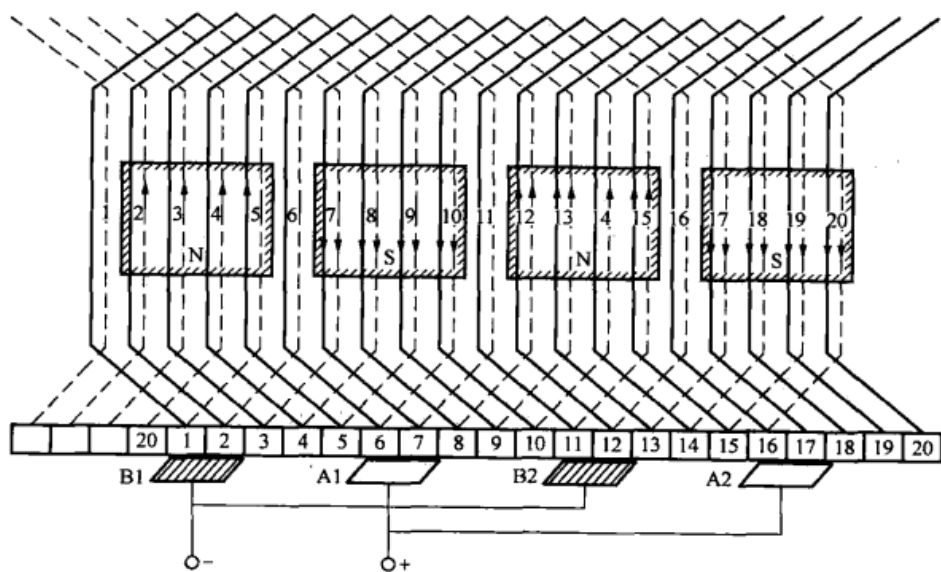
二、单叠绕组展开图

根据图 2-6 所示的绕组连接表, 可画出绕组展开图如图 2-7 所示。图 2-7 中 N 极的磁力线方向指向纸面, S 极的磁力线从纸面穿出。若已知电枢旋转方向, 根据右手定则, 在图示瞬间便可确定各元件中感应电动势的方向, 如图 2-7 中箭头所示。

由于一般绕组元件的端接线都是对称的, 所以每一元件所连接的两换向片的分界线位于该元件的轴线上, 按照这一规律, 则可确定换向片和元件之间的相对位置。例如 1 号元件的轴线与 1 和 2 号的换向片的分界线重合, 即都处在 3 号齿的中心线上。这样, 除了电刷之外绕组展开图中其他部分都可确定。

三、电刷的放置位置和绕组支路数

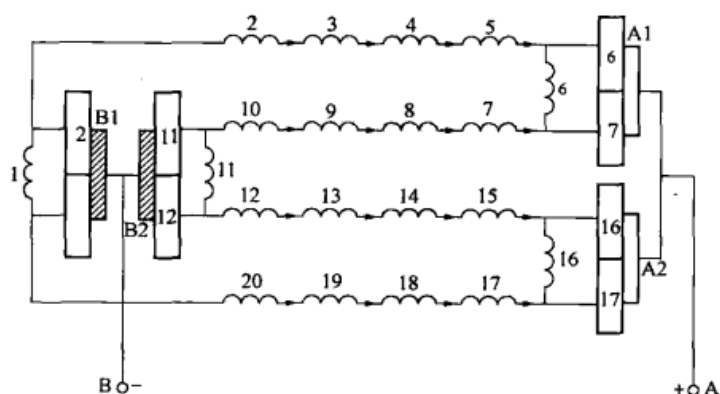
在图 2-7 中, 相邻两主极之间的中心线, 称为电枢上的几何中性线, 空载时, 几何中性线处的电枢表面上的磁通密度等于零, 故位于几何中性线处的元件边的感应电动势为零。在图 2-7 所示瞬间, 元件 1、6、11 和 16 感应电动势为零; 元件 2、3、4、5 和元件 12、13、14、15 的上元件边都处在 N 极下, 所以这些元件的电动势方向都从元件首端指向末端; 而元件 7、8、9、10 和 17、18、19、20 的上元件边都处在 S 极下, 它们的电动势方向则相反, 是从末端指向首端。这样, 4 个电动势为零的元件, 把整个电枢绕组闭合电路划分为 4 段, 每段由位于一个主极下的 4 个电动势方向相同的串联元件组成, 相邻段电动势方向相反, 由于电机结构对称, 这 4 段电动势数值相等, 故整个闭合回路内总电动势为零, 不会出

图 2-7 单叠绕组的展开图 ($2p=4$; $S=K=20$)

现环流。

电刷应放在当空载时正、负电刷之间能获得最大电动势的位置。故电刷应与电动势为零的元件所连接的换向片相接触。根据图 2-7 所示的展开图,可画出如图 2-8 所示的某一瞬间的电路图。

若元件是整距,即 $y_1 = \tau$,当元件的轴线与主极轴重合时,该元件的两有效边恰好位于几何中性线处,如图 2-7 所示,元件电动势为零。若元件是短距 $y_1 < \tau$ 或长距 $y_1 > \tau$,也只有当元件的轴线与主极轴线重合时,该元件电动势才为零。由此可见,对于端接线对称的元件,当元件电动势为零时,该元件的轴线与主极轴线重合,该元件所连接的两换向片的分界线(称为换向器上的几何中性线)也必定与主极轴线重合。故可得结论:对于端接线对称的绕组,电刷应放置在主极轴线处的换向片上。这样,每个主极下相应都有一组电刷,故电机电刷组数等于电机极数。一般直流电机中都有较多元件和换向片,故在实际电机中,刷宽是根据电刷的电流密度和换向情况而定,约为换向片宽的 1.5~3.0 倍。

图 2-8 单叠绕组(对应图 2-7)某一瞬间的电路图 ($2p=4$; $Z=K=S=20$)

从电枢绕组电路分析和图 2-7 可见,电刷 A1 与 B1 之间电路由元件 2、3、4 和 5 串联而成,电刷 A2 与 B2 之间电路由元件 12、13、14 和 15 串联而成,它们的感应电动势方向为顺时针,而电刷 B2 与 A1 以及 B1 与 A2 之间元件的感应电动势方向为逆时针,所以电刷 A2 与 A1 为正极性,电刷 B1 与 B2 为负极性,这样,可把 A1 与 A2 并联成 A, B1 与 B2 并联成 B,然后向负载供电。

综上所述, 一对主极区下的一群相连接的元件对应一对支路, 故单叠绕组的并联支路对数 a 等于主极对数 p , 即

$$a = p \quad (2-9)$$

设每一支路电流为 i_a , 则电枢电流 I_a 为各支路电流之和, 故有

$$I_a = 2ai_a \quad (2-10)$$

从式 (2-9) 和式 (2-10) 可知, 为了增大电枢电流 I_a , 应增加并联支路数, 即增加主极数, 但有时由于电机结构等因素关系, 主极数不能任意增加, 这时应采用复叠绕组, 使支路数成倍增加。

四、复叠绕组的概念

在叠绕组中, 若相串联的两个元件的对应元件边是相距两个、3 个或 m 个虚槽, 而相应地每一元件所连接的两换向片是相距两片、3 片或 m 片换向片, 即 $y = y_k = \pm m$ 的绕组称为复叠绕组。常用的复叠绕组是 $m=2$ 的双叠绕组, 如图 2-9 所示。

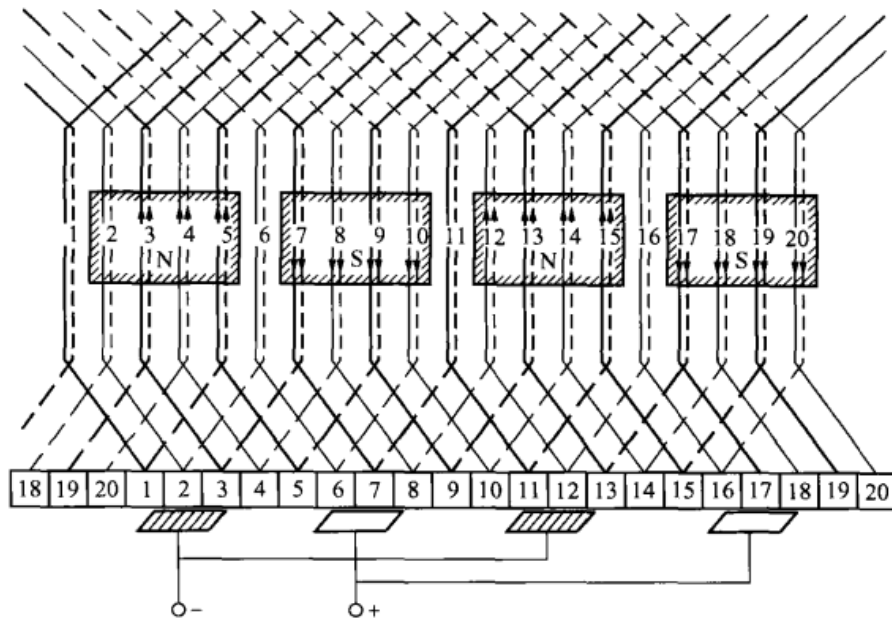


图 2-9 双闭路双叠绕组展开图 ($2p=4, Z=K=S=20$)

若元件数或换向片数为偶数时, 从 1 号换向片和 1 号元件出发接到 3 号换向片, 再从 3 号换向片和 3 号元件出发继续向右绕制, 最后沿电枢和换向器绕行一周, 把所有奇数号的换向片和元件连成一闭合回路, 构成一个单叠绕组, 余下的偶数号元件以同样的规律连成另一单叠绕组, 在电枢上相当于将两个单叠绕组彼此移开一个槽, 然后这两个独立的闭合回路再由电刷并联起来工作。对于端接线对称的复叠绕组, 电刷放置的原则与前述单叠绕组相同, 仍应将电刷放置在主极轴线下的换向片上, 并沿换向器圆周放置 $2p$ 组电刷, 为保证其正常工作, 对于 m 叠绕组, 电刷宽度应等于或大于 m 个换向片宽度。

由于 m 叠绕组是由 m 个单叠绕组构成, 因此它的并联支路对数等于单叠绕组的 m 倍, 即

$$a = mp \quad (2-11)$$

如果元件和换向片数为偶数, 则绕组内部具有两个彼此独立的闭合回路, 称为双闭路双叠绕组。如果元件和换向片数为奇数, 则奇数号元件串联后再与偶数号元件相串联而形成单

个闭合回路,称为单闭路双叠绕组。在实际运行中,单闭路和双闭路的双叠绕组并无多大差别。

第三节 单波和复波绕组

一、单波绕组节距和绕组展开图

当电机的极数和绕组的元件数一定时,为了获得比单叠绕组更大的电枢电动势,只有增加每一支路串联元件数,即减少并联支路数,为此,必须把相隔约为一对极距的同极性下的元件依次串联起来,直到把电机中同极性磁极下的所有元件都串联起来形成一支路,接下去再把异极性磁极下所有元件依次串联成另一支路,整个电枢绕组成为一个闭合回路,其总电动势仍为零,而对电路则形成两条并联支路。这样在绕组中相串联的两个元件形成波浪形,故称波绕组,如图 2-10 所示。

单波绕组第一节距 y_1 与叠绕组的一样,等于或接近一个极距 τ 。而合成节距约等于 2τ 但不能正好等于 2τ 。设电机有 p 对主极,当某一元件从某一换向片出发,串联 p 个元件而沿电枢或换向器绕行一周之后,恰好回到原出发的换向片的相邻一个换向片上,亦即应使 $py_k = K \pm 1$,然后按此规则继续绕第二周、第三周……最后把全部元件串联完毕,并与最初出发的换向片相连接,即构成一闭合回路。因此,单波绕组的换向器节距必须满足下列关系

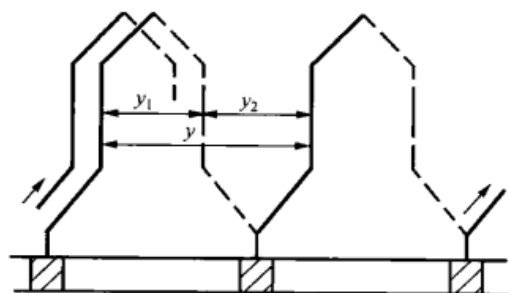


图 2-10 单波绕组元件
在电枢上串联情况

$$y_k = \frac{K \pm 1}{p} = \text{整数} \quad (2-12)$$

式(2-12)中如取负号,则绕行换向器一周后,比出发时的换向片后退一片,成为左行绕组;如取正号,则前进一片,称为右行绕组。因右行绕组费铜,故一般采用左行绕组。

下面用一例题来具体说明单波绕组的绕制方法和特点。

【例 2-2】 已知一台直流电机数据如下: $2p=4$, $Z=Z_i=S=K=15$ 。试绕制一单波左行短距绕组。

解 (1) 节距计算。

$$\text{右行绕组} \quad y = y_k = \frac{K-1}{p} = \frac{15-1}{2} = 7$$

$$\text{短距绕组} \quad y_1 = \frac{Z_i}{2p} \pm \epsilon = \frac{15}{4} - \frac{3}{4} = 3$$

$$y_2 = y - y_1 = 7 - 3 = 4$$

(2) 绕组展开图。

根据算出的节距数据,可画出绕组的连接表。

对于端接线对称的波绕组,每一元件所连接的两片换向片应对称地位于该元件轴线的左右两侧。设从 1 号换向片出发,应与嵌放在 1 号槽内上层的 1 号元件的上元件边相连接,它

的下元件边，应嵌放在 $1+y_1=1+3=4$ 号槽内的下层，因 $y_k=y=7$ ，则 1 号元件的下元件边与 $1+y_k=1+7=8$ 号换向片连接构成第一元件。8 号换向片与嵌放在 8 号槽内的 8 号元件的上元件边相连接，它的下元件边嵌放在 $8+y_1=8+3=11$ 号槽内的下层并与 $8+y_k=8+7=15$ 号换向片连接而构成第二元件。这样，串联了两个元件（即 p 个元件）而沿电枢和换向器绕行一周之后，回到与出发的 1 号换向片相邻的 15 号换向片上。按此规律继续绕制，可将 15 个元件全部串联起来最后回到 1 号换向片上构成一闭合回路，如图 2-10 所示。

元件串联的次序为

$1 \rightarrow 8 \rightarrow 15 \rightarrow 7 \rightarrow 14 \rightarrow 6 \rightarrow 13 \rightarrow 5 \rightarrow 12 \rightarrow 4 \rightarrow 11 \rightarrow 3 \rightarrow 10 \rightarrow 2 \rightarrow 9 \rightarrow 1$

元件边串联的次序如下：

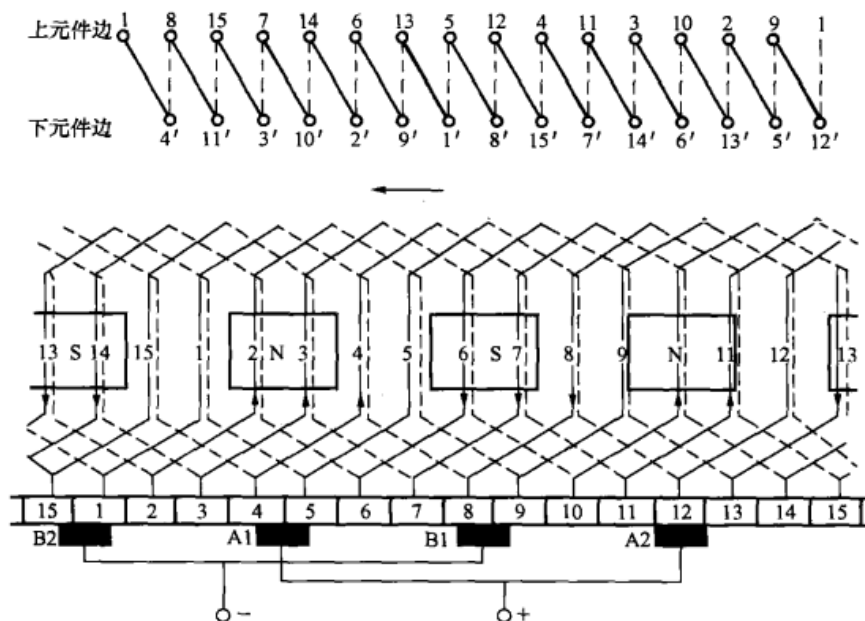


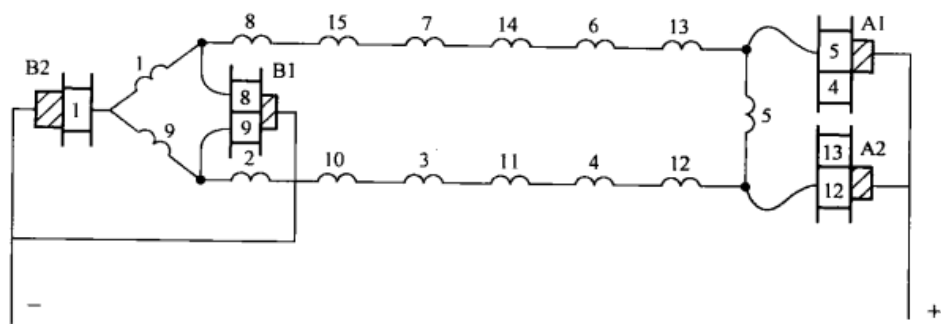
图 2-11 单波绕组展开图 ($2p=4$; $Z=K=S=15$)

二、电刷的放置和支路数

与叠绕组相同，对于端接线对称的绕组，电刷仍应放置在主极轴线处的换向片上，电刷组数仍等于 $2p$ 。由图 2-11 所示的绕组展开图可画出单波绕组的电路图，如图 2-12 所示。

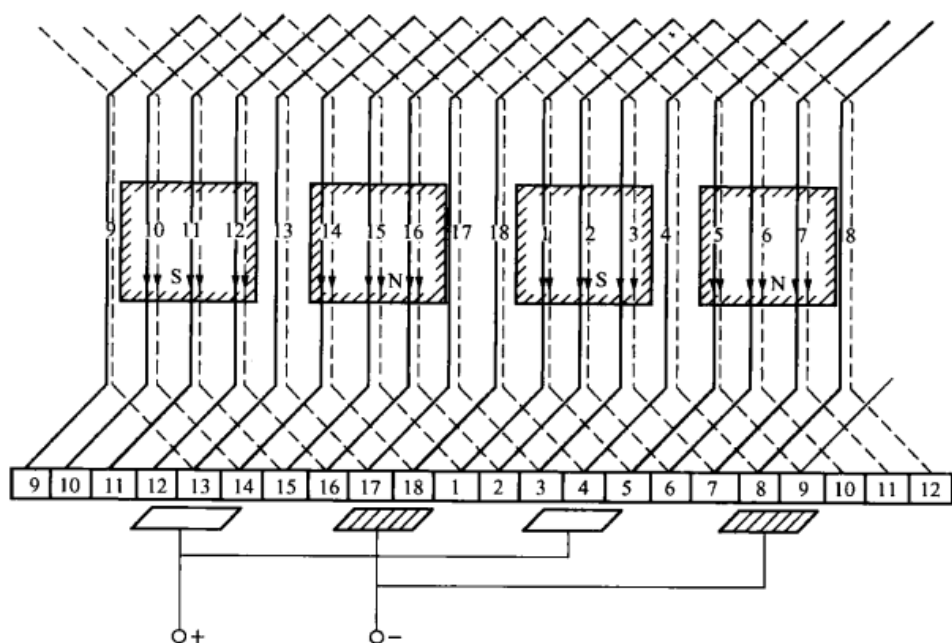
在图 2-11 所示瞬间，电动势为零的元件 5 被连在一起的电刷 A1 和 A2 所短路，电动势接近于零的元件 1 和 9 对称地位于 S 极轴线的左右两侧，所以这两个元件的电动势大小相等而方向相反，串联后相互抵消，被电刷 B1 短路时，也不会产生短路电流。元件 1 和 9 串联之后即使电动势不能完全抵消，但由于此时它们的元件边都位于几何中性线附近，其合成电动势也基本上接近于零。元件 8、15、7、14、6 和 13，其上元件边都处在 S 极下，各元件中的电动势方向相同，串联起来组成一条支路，而元件 2、10、3、11、4 和 12 的上元件边处在 N 极下，串联起来组成另一支路。所以单波绕组的特点是：上元件在同极性的元件按一定的顺序全部都串联起来组成一支路，故单波绕组的支路数与电机的极数无关，并联支路对数 a 总等于 1。

从上述可知，单波绕组只有两条并联支路，理论上只需两组电刷。但是由于电刷的平均电流密度有一定限制，因此，一般单波绕组仍采用 $2p$ 组电刷。

图 2-12 单波绕组 (对应图 2-11) 的电路图 ($2p=4$; $Z=K=S=15$)

三、复波绕组的概念

在波绕组中,若串联了 p 个元件而沿电枢和换向器绕行一周之后,回到与原出发的换向片相距 2 片、3 片或 n 片的换向片上,即 $p_y = K \pm n$ 的绕组称为复波绕组。常用的复波绕组是 $n=2$ 的双波绕组,如图 2-13 所示。

图 2-13 双波绕组展开图 ($2p=4$; $Z=S=K=18$)

复波绕组的第一节距 y_1 和第二节距 y_2 与单波绕组相同,而 $y = y_k = (K \pm n)/p = (Z_i \pm n)/p = \text{整数}$ 。

复波绕组相同于 n 个单波绕组用电刷并联起来工作,因此它的并联支路对数应为单波绕组的 n 倍,即

$$a = n \quad (2-13)$$

和双叠绕组一样,双波绕组可以是单闭路也可以是双闭路。当合成节距 y 或换向器节距 y_k 与换向片 K 互成质数时,得到单闭路双波绕组;而当 y_k 与 K 有公约数 2 时,则得双闭路的双波绕组。端接线对称的复波绕组,电刷也应放置在主极轴线下的换向片上,沿换向器圆周也放置 $2p$ 组电刷,电刷的宽度等于或大于 n 个换向片宽。

第四节 直流电机的磁场和磁路

一、直流电机的空载磁场和磁路

当电枢回路空载，励磁绕组通以励磁电流时，在电机内部产生磁场的情况如图 2-14 所示。

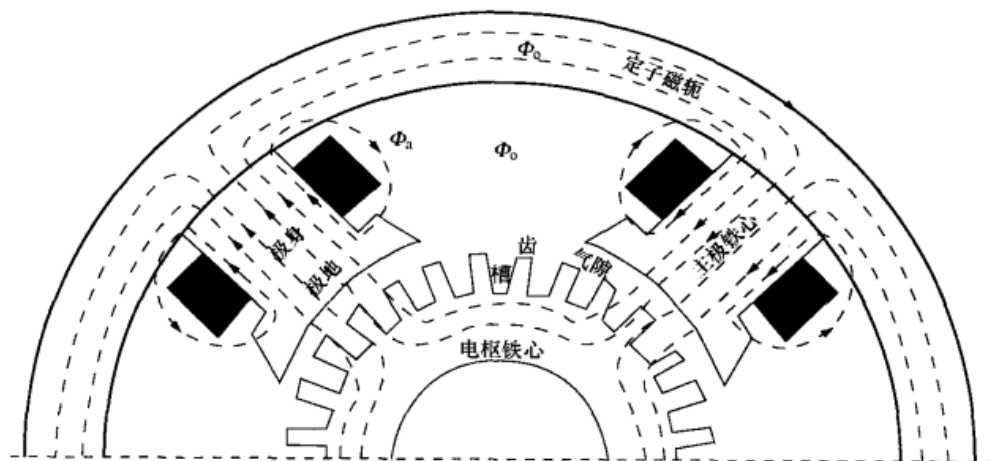


图 2-14 直流电机空载时的磁场分布

由图 2-14 可见，由励磁磁动势所建立的主极磁通分为两部分，其中大部分磁通从主极经气隙到电枢而同时与主极励磁绕组和电枢绕组相交链，这部分磁通参与电机的机电能量交换，称为主磁通；另一小部分磁通不经过电枢而仅通过相邻主极之间的空间或主极临近铁磁材料零件之间的空间而闭合，这部分磁通不会在电枢绕组中感应电动势和参与电机的机电能量转换，称为漏磁通。

设空载时每极主磁通为 Φ_0 ，漏磁通为 Φ_s ，则通过每个主极铁心中的总磁通为

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_s = \Phi_0 \left(1 + \frac{\Phi_s}{\Phi_0} \right) = k_s \Phi_0 \quad (2-14)$$

其中， $k_s = 1 + \Phi_s / \Phi_0$ 称为主漏磁系数，其值与磁场分布的情况有关，通常 $k_s = 1.15 \sim 1.25$ 。

由于主磁极沿机座内圆按 N、S、N、S… 以异极性交错排列，故直流电机有几个主磁极就有几条闭合的主磁路。磁路计算的目的是：要产生一定数量的每极主磁通 Φ_0 ，求取每对主极所需的磁动势 F_0 。根据全电流定律，在理论上可取任意选定的一条闭合主磁路来计算该回路中磁场强度的线积分，但在工程实用计算时，根据磁场特点和介质情况，通常选取经过主极中心线底下的气隙和电枢齿构成的一条闭合回路计算比较方便，如图 2-15 所示，而且把整个闭合磁路分为五段：两个气隙、两个电枢齿、电枢铁心、定子轭和两个主极铁心。由于每段的几何形状比较规则，它的平均磁场强度 H_k 与它的平均磁路长度 L_k 的方向一致，故采用分段方法后，整个闭合回路的磁动势可写为

$$F_0 = \oint H \cdot dL = \sum_{k=1}^5 H_k L_k \quad (2-15)$$

或把式 (2-15) 改写为

$$\begin{aligned} F_0 &= 2H_\delta \delta + 2H_z h_z + H_a L_a + 2H_m h_m + H_j L_j \\ &= F_\delta + F_z + F_a + F_m + F_j \end{aligned} \quad (2-16)$$

式中： H_δ 、 H_z 、 H_m 、 H_a 和 H_j 分别为气隙、电枢齿、电枢铁心、定子轭和主极的平均磁场强度； δ 、 h_z 、 L_a 、 h_m 和 L_j 分别为相应磁路段的平均计算长度； F_δ 、 F_z 、 F_a 、 F_m 和 F_j 分别表示总磁动势 F_0 消耗在上述各段磁路的磁动势或磁压降。

若 I_f 为励磁电流， N_f 为一个磁极上的励磁绕组匝数，则式 (2-15) 为

$$F_0 = \oint H \cdot dL = \sum_{k=1}^5 H_k L_k = 2I_f N_f \quad (2-17)$$

由绪论内容可知，由于气隙的磁导率 $\mu_0 \ll \mu_{Fe}$ ，故在总磁动势 F_0 中，气隙所消耗磁动势 F_δ 最大，约占总磁动势的 65% 以上，齿磁动势 F_z 次之，其他分量较小。

对于无齿光滑电枢，每对主极所需的气隙磁动势为

$$F_\delta = 2H_\delta \delta = (2/\mu_0) B_\delta \delta \quad (2-18)$$

式 (2-18) 中 B_δ 为气隙计算磁通密度， $B_\delta = u_0 H_\delta$ 。

二、电机的磁化曲线

为了分析电机的性能，必须研究主磁极 Φ_0 与励磁磁动势 F_0 之间的关系，即 $\Phi_0 = f(F_0)$ 的关系。这条关系曲线称为电机的磁化曲线，它可以在给定不同的 Φ_0 值下，应用式

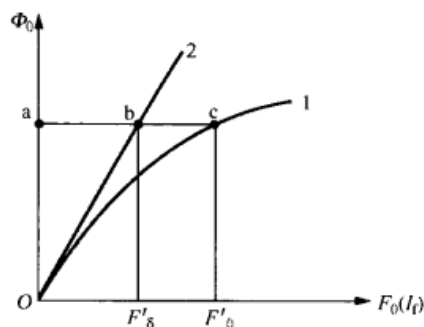


图 2-16 电机的磁化曲线

1—磁化曲线；2—气隙线

(2-17) 通过磁路计算得到，如图 2-16 所示。当主磁通很小时，磁路中的铁磁部分未饱和，磁路的总磁动势几乎全部消耗在气隙中，所以 Φ_0 与 F_0 的关系几乎就是 Φ_0 和 F_δ 的关系，故磁化曲线的起始部分为一直线。将此起始部分的直线给予延长，它表示在不同 Φ_0 值下消耗在气隙段的磁动势，故称气隙线。随着磁通 Φ_0 的增大，铁心开始饱和，铁心部分所需的总磁动势 F_{Fe} 将很快增加，磁化曲线开始偏离气隙线而向下弯曲，最后进入饱和状态。

总磁动势 F_0 与气隙段所需的磁动势 F_δ 之比表示电机磁路的饱和程度。电机空载时，在额定转速下，同额定电压对应的磁通所需的总磁动势 F'_0 与相应的气隙磁动势 F'_δ 之比，即 $k_u = F'_0 / F'_\delta$ 称为饱和系数。为了经济地利用材料，电机额定运行时，其工作点 c 应位于此曲线开始弯曲的所谓“膝点”附近。一般电机中， $k_u = 1.1 \sim 1.35$ 。

三、直流电机的电枢磁动势和磁场

(一) 电刷放在几何中性线上时的电枢磁动势和磁场

为简化分析，设电枢绕组是整距的而且导体均匀分布在电枢表面上。在实际电机中，电刷通常放置在主极中心线下的换向片下，所以电刷短路的元件边恰好位于几何中性线上。为清晰起见，图 2-17 中省去换向器而把电刷直接画在几何中性线上，同时电枢表面只画一层导体。图 2-17 所示为两级直流电机的电枢磁场分布图。

由于电枢绕组各支路电流都是通过电刷引出或引进的，从图 2-8 和图 2-12 可见，电

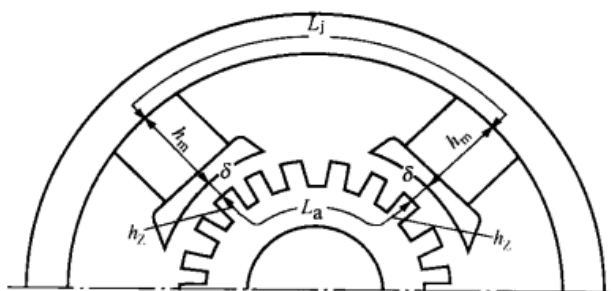


图 2-15 直流电机主磁路

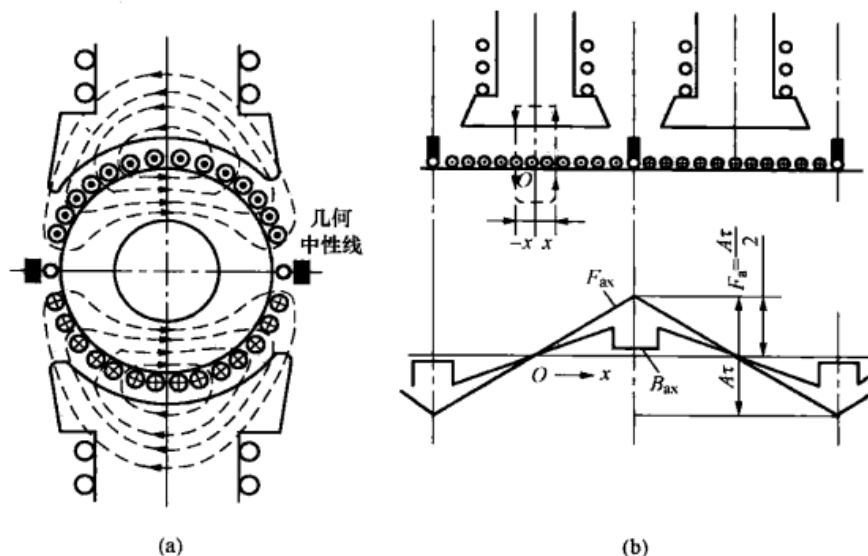


图 2-17 电刷放在几何中性线上时的电枢磁动势和磁场

(a) 电枢磁场; (b) 电枢磁动势和磁场分布

刷两边电流的流动方向相反, 所以电刷是电枢表面上电流流向的分界线。在图 2-17 中, 电枢上半圆周的元件边中的电流方向若由纸面向外流出, 则下半圆周的元件边中的电流方向必为流入纸面。随着电枢转动, 组成各支路的元件在轮换, 但从空间看, 以电刷为界的电枢表面电流分布是不变的, 因而由这些电流产生的电枢磁动势和磁场在空间上也是固定不动的。这时电枢磁动势的轴线也在几何中性线上, 并与主极轴线成正交, 如图 2-17 所示, 故称这种电枢磁动势为交轴电枢磁动势。

为了进一步分析电枢磁动势及其产生的磁动势在空间的分布情况, 在图 2-17 中几何中性线处, 将电枢外圆切开展成一直线, 并以主极轴线与电枢表面的交点 O 作为坐标的原点。根据全电流定律, 在一个极距范围内, 取经过距原点 $\pm x$ 处的闭合回路如图 2-17 (b) 所示, 则此回路所包围的全电流为

$$2x \frac{Ni_a}{\pi D_a} = 2Ax \quad (2-19)$$

式 (2-19) 中, $A = Ni_a/(\pi D_a) = NI_a/(4p\tau a)$ 表示电枢表面单元周长上的安培, 称为电枢线负载。其中 N 为电枢绕组的总导体数, D_a 为电枢外径, i_a 为导体电流 (即支路电流), I_a 是流经电刷的电流, 当 i_a 一定时, A 是常数。

由图 2-17 可见, 若在此回路中, 忽略铁心中的磁压降, 则在一个极距范围内, 距原点为 x 处, 每个气隙段的电枢磁动势为

$$F_{ax} = \frac{1}{2} \times 2Ax = Ax \quad (2-20)$$

根据式 (2-20) 可画出沿电枢表面上电枢磁动势的分布曲线 $F_{ax} = f(x)$, 如图 2-17 (b) 所示, 显然它是线负载分布曲线 $A = f(x)$ 积分后的曲线。正磁动势表示它产生的磁场方向从电枢到主极, 负磁动势则从主极到电枢。

由图 2-17 可见, 电枢磁动势沿空间的分布呈三角形波, 在正、负电刷之间的中心处为零, 而在电刷处达到最大值 F_a , 即

$$F_a = \frac{A\tau}{2} = \frac{NI_a}{8pa} \quad (2-21)$$

已知气隙段电枢磁动势的空间分布, 即可求出气隙中电枢磁通密度的空间分布, B_{ax} 为

$$B_{ax} = u_0 H_{ax} = u_0 \frac{F_{ax}}{\delta} = u_0 \frac{A\tau}{\delta} \quad (2-22)$$

如果极靴下的气隙是均匀的, 即 δ 为常值, 则在极弧范围内电枢磁通密度的分布曲线 B_{ax} 为通过原点 O 的直线, 而在极间范围内, 虽磁动势较大, 但由于气隙增大, 故 B_{ax} 反而削弱, 于是, 电枢磁通密度沿电枢表面的分布呈马鞍形波, 如图 2-17 中曲线 B_{ax} 所示。在实际电机中, 因电枢有齿槽存在, 而导体都嵌放在槽内, 故 F_{ax} 沿电枢表面的分布呈阶梯形波。

(二) 电刷不在几何中性线上的电枢磁动势

由于装配误差或其他原因, 当电机的电枢离开几何中性线某一角度 β 时, 相当于电枢表面上移过 b_β 的距离。这时电枢表面电流流向的分界线也随电刷同时移动, 相应的电刷磁动势也随之移动, 如图 2-18 (a) 所示。为了便于分析电枢反应, 将电枢磁动势分为两部分来研究, 其中一部分是由 $(\tau - 2b_\beta)$ 范围内的导体电流产生的交轴电枢磁动势, 如图 2-18 (b) 所示, 其最大值为

$$F_{aq} = A \left(\frac{\tau}{2} - b_\beta \right) \quad (2-23)$$

另一部分是由 $2b_\beta$ 范围内的导体电流产生的磁动势, 它的轴线是沿着主极轴线 (d 轴) 方向, 如图 2-18 (c) 所示, 称为直轴电枢磁动势, 其最大值为

$$F_{ad} = A b_\beta \quad (2-24)$$

在图 2-19 中, 画出了当电刷不在几何中性线上的电枢磁动势在电枢表面上的空间分布曲线。曲线 1 表示电刷移过 b_β 距离时电枢磁动势空间分布曲线, 它仍是三角形波, 只是整个波也随电刷移过了 b_β 距离; 曲线 2 表示交轴磁动势分量 F_{aqx} ; 曲线 3 表示直轴磁动势分量 F_{adx} 。而曲线 1 位于曲线 2 和曲线 3 之间且是曲线 2 和曲线 3 之和。

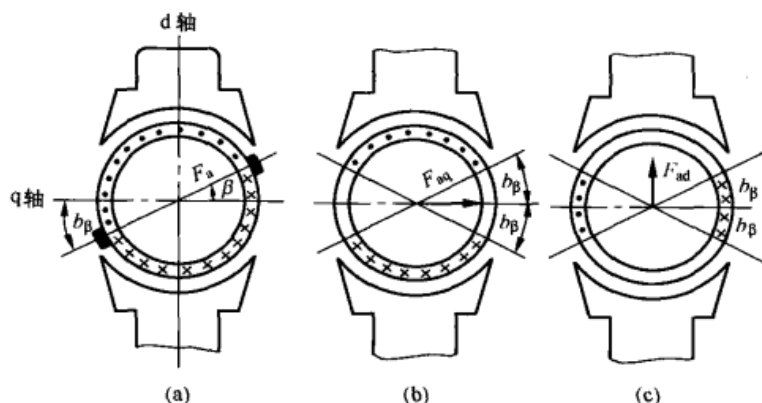


图 2-18 电刷偏离几何中性线时的电枢磁动势

四、交轴和直轴电枢反应

直流电机空载时 ($I_a = 0$), 电机中的磁场仅由主极的励磁磁动势单独所建立; 当电机带负载时, 电枢绕组有电流流过产生电枢磁动势, 于是电机中的磁场则由主极的励磁磁动势和电枢磁动势共同建立, 使负载时气隙磁场与空载时有所不同, 这种电枢磁动势对主极励磁磁动势所建立的气隙磁场的影响, 称为电枢反应。

(一) 交轴电枢反应

当电刷放在几何中性线上时, 只产生交轴电枢磁动势, 故只有交轴电枢反应。这时电机中的合成磁场如图 2-20 所示。由图可见, 磁场发生了畸变, 电枢表面磁通密度为零的点偏离了几何中性线。下面的分析表明交轴电枢反应与电机磁路的饱和程度有关。

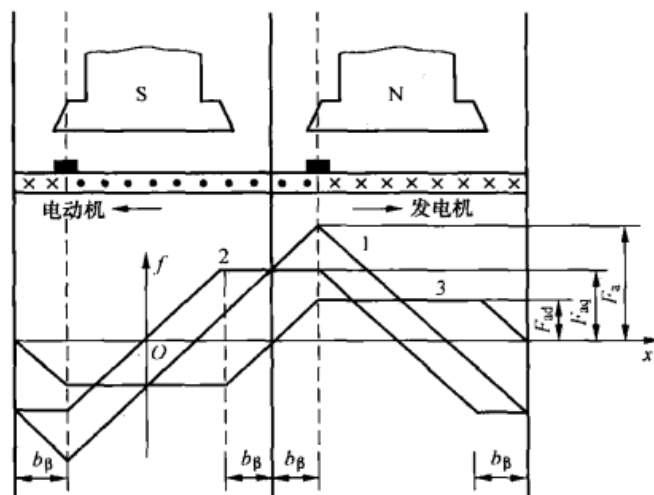


图 2-19 电刷不在几何中性线上时的电枢磁动势分布曲线

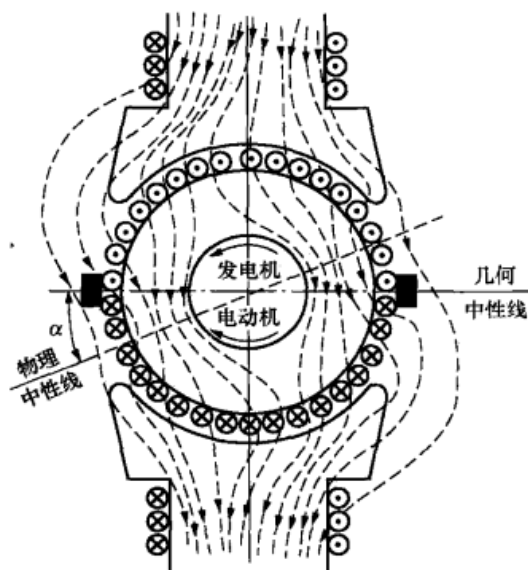


图 2-20 电刷放在几何中性线上, 电机带负载时的合成磁场

1. 电机磁路不饱和

当磁路不饱和时, u_{Fe} = 常值, 可采用叠加原理来分析负载时的气隙磁场, 认为此时气隙磁场 B_{gx} 是由主极励磁磁动势建立的磁场 B_{0x} 与交轴电枢磁动势建立的磁场 B_{ax} 的叠加, 如图 2-21 所示。由图中可以看出, 交轴电枢反应的影响如下: ①使气隙磁场发生畸变, 每一个主极下, 主极磁场的一半被削弱, 另一半被加强。对发电机而言, 前极尖 (电枢旋转时进入的极尖) 处的磁场被削弱, 后极尖 (电枢离开的极尖) 处的磁场被加强; 对电动机来说, 前极尖处的磁场被加强, 后极尖处的磁场被削弱, 恰好与发电机时相反。通过电枢表面磁通密度为零的点的直线, 称为物理中性线。空载时, 它与几何中性线重合, 负载时, 由于气隙磁场发生畸变, 使物理中性线偏离几何中性线一个 α 角度。对发电机而言, 它顺着电枢旋转方向从几何中性线处前移 α 角; 而对电动机来说, 则后退 α 角。②主极磁场被电枢反应削弱的数量 (图 2-21 中面积 S_1) 恰好等于被电枢反应加强的数量 (图 2-21 中面积 S_2), 因此, 负载时每极下的磁通量仍不变。

2. 电机磁路饱和

实际上, 直流电机即使在空载时, 磁路中铁心部分就已开始进入饱和状态, 尤其电枢齿部磁路饱和程度较高, u_{Fe} 不为常值, 故不能再采用上述的叠加原理。

对发电机而言, 负载时后极尖处磁场被加强, 使铁心部分饱和程度提高, 铁心磁阻增大, 而前极尖处磁场被削弱, 使该处铁心饱和程度降低, 磁阻略微减小。若要确定气隙某点的磁通密度, 首先应求出作用于该处磁路的励磁磁动势和电枢磁动势之和, 然后再根据该处磁路磁化曲线求出该点气隙合成磁通密度大小。

从图 2-21 中可见, 由于后极尖处磁路饱和程度提高, 使该处的实际磁通密度分布曲线要比图中不计饱和程度变化时的分布曲线 B_{gx} 为低, 而前极尖处磁路饱和程度略有降低, 使其实际的磁通密度要比图中曲线 B_{gx} 略为提高。因此, 负载时合成磁场的分布曲线应为图 2-21 中虚线所示。于是, 考虑到磁路饱和, 由于面积 $S_4 > S_3$, 交轴电枢反应作用使后极尖

处磁通量增加的数量小于使前极尖处磁通量减少的数量, 因此, 负载时每极合成磁通量和相应的电枢绕组的感应电动势都比空载时减少。

所以, 若考虑电机磁路饱和, 负载时交轴电枢反应不但使气隙磁场发生畸变, 而且还有去磁作用。把这个去磁作用折算成等效的主极每极磁动势, 称为交轴电枢反应的附加去磁磁动势 F_{agd} 。

(二) 直轴电枢反应

当电刷偏离几何中性线时, 同时存在交轴和直轴电枢反应, 交轴电枢反应的性质同前述, 直轴电枢磁动势方向和主极轴线相重合。对发电机而言, 当电刷顺电枢转向从几何中性线上移过一个角度 β 时, 电枢磁动势的直轴分量 F_{ad} 起去磁作用; 当电刷逆电枢转向移动时, 则起助磁作用。对电动机来说, 所得结论恰好与发电机相反。

【例 2-3】 设有一台 500kW、460V、8 极直流发电机, 电枢直径 $D_a = 99\text{cm}$, 电枢绕组共有 460 根导体, 绕组型式为单波。试求在额定运行情况下, 电枢的线负载和电枢磁动势的幅值。

解 额定电流 $I_N = P_N / U_N = 500 \times 10^3 / 460 = 1087(\text{A})$

单波绕组的并联支路数 $2a = 2$

每一导体的电流 $\frac{I_N}{2a} = 1087 / 2 = 544(\text{A})$

极距 $\tau = \frac{\pi D_a}{2p} = \frac{\pi \times 99}{2 \times 4} = 38.8(\text{cm})$

线负载 $A = \frac{NI_a}{2a} \times \frac{1}{\pi D_a} = \frac{460 \times 544}{\pi \times 99} = 806(\text{cm})$

电枢磁动势的幅值 $F_a = \frac{1}{2} A \tau = \frac{1}{2} \times 806 \times 38.8 = 15620(\text{A})$

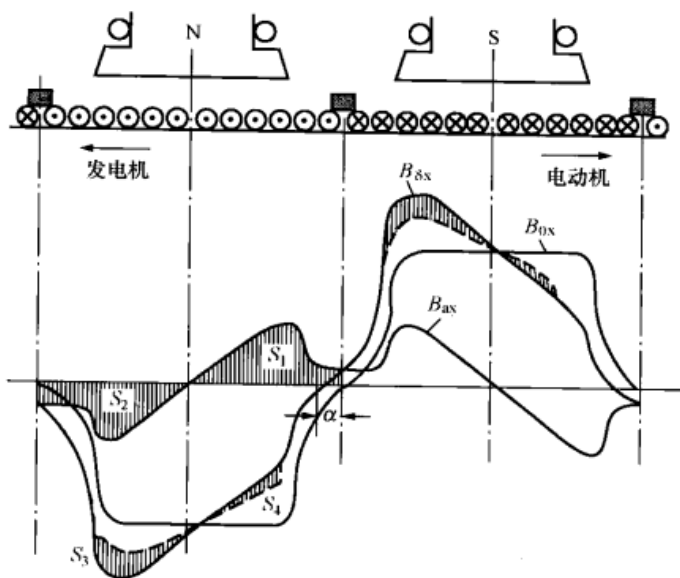


图 2-21 电刷放在几何中性线上时的交轴电枢反应

第五节 电枢绕组的感应电动势

当电枢旋转时, 绕组切割气隙磁场将感应电动势。为了便于分析, 设电枢表面光滑无齿, 电枢导体均匀地分布在电枢表面, 绕组为整距元件, 而且电刷位于几何中性线上。

由于电枢绕组各支路是通过电刷并联工作的, 故电枢绕组感应电动势是指正、负电刷之间支路的感应电动势。每一支路中的串联导体数为 $N/2a$, 而且分布在磁场中不同位置, 对叠绕组而言, $N/2a$ 根导体均匀分布在一个磁极下; 而对波绕组来说, 一个支路中的 $N/2a$ 根导体虽处于同一极性的各磁极下, 但它们之间各有场移, 因此也可等效地认为 $N/2a$ 根导

体均匀地分布在一个磁极下。于是,每一支路中各根导体的感应电动势 $e_i = B_i L v$ 各不相同,因此支路电动势等于支路中各串联导体的电动势之和,故有

$$E = \sum_{i=1}^{N/2a} e_i \quad (2-25)$$

式中: e_i 是支路中第 i 根导体的电动势。

当直流发电机作空载运行时,导体中感应电动势的方向如图 2-22 (a) 所示。在接上负载后,电枢绕组中便有电流流过,引起电枢反应,使气隙磁场发生畸变,如图 2-22 (b) 所示。从图 2-22 (b) 中可见,此时物理中性线顺电枢转向偏离几何中性线 α 角度,在一对正、负电刷之间的物理中性线两侧的导体,感应电动势的方向相反,但在正、负电刷间一个极距内的大多数导体感应电动势方向都是一致的。所以只要求出各根导体的平均电动势 e_{av} , 乘以 $N/2a$ 根导体数,即得电枢绕组感应电动势,于是可把式 (2-25) 改写成

$$E = (N/2a) e_{av} = (N/2a) B_{av} L v \quad (2-26)$$

式中: B_{av} 是正、负电刷之间一个极距内的磁通密度的平均值,即

$$B_{av} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} B_x dx = \frac{S_1 - S_2}{\tau}$$

其中, S_1 为 $OABC$ 的面积; S_2 为 CDE 的面积。

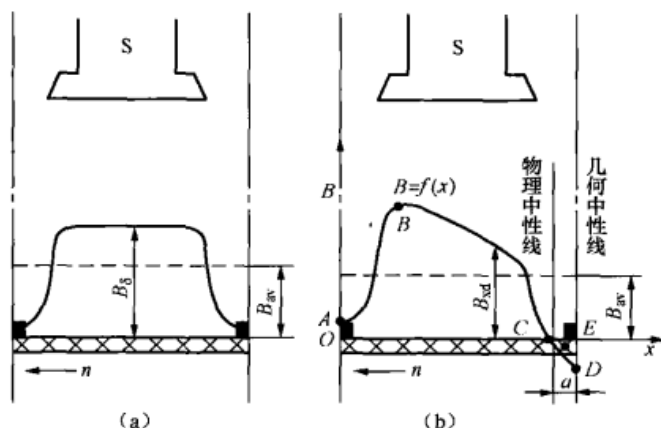


图 2-22 导体电动势和气隙磁通密度

(a) 空载时; (b) 负载时

如果正、负电刷之间的每极合成磁通 Φ 已知,而 $\Phi = B_{av} L \tau$ 或 $B_{av} = \Phi / L \tau$, 又因电枢表面线速度为 $v = (2\pi r)(n/60)$, 将这些关系式代入式 (2-26) 可得

$$E = (pN/60a) \Phi n = C_E \Phi n \quad (2-27)$$

式中: $C_E = pN/60a$ 对具体电机而言,是一个常数,称为电动势常数; Φ 为一对正、负电刷间的每极合成磁通量, Wb; n 为电枢转速, r/min; 电动势 E 的单位为 V。

若绕组为短距元件,则在一个支路中有部分元件的两有效边电动势相互抵消,使导体的平均电动势减小,因此电枢绕组电动势也略为减小些。但在直流电机中不允许有太大的短距,故计算电枢电动势时一般可不予考虑。

如果电枢偏离几何中性线,同样支路中也有部分导体的电动势互相抵消,电枢绕组电动势也将减小。这时式 (2-27) 中的正、负电刷间区域的每极合成磁通量 Φ 显然减小。上面导出的式 (2-27) 是计算负载时的电枢电动势。若计算空载时电枢电动势,则应采用与空载时气隙磁场密度分布曲线相对应的每极磁通量 Φ 。

【例 2-4】 设一直流发电机有 4 极, 31 槽, 每槽有 12 根导体, 转速为 1450 r/min, 电枢绕组有两条并联支路。当电枢绕组的感应电动势为 115 V 时, 每极磁通应为多少?

解 已知: 极数 $2p=4$, 即 $p=2$, 并联支路数 $2a=2$, 即 $a=1$, 导体数 $N=31 \times 12=372$, 故得

$$E_a = \frac{p}{a} N \frac{n}{60} \Phi = \frac{2}{1} \times 372 \times \frac{1450}{50} \Phi = 115(\text{V})$$

$$\Phi = \frac{115 \times 60}{2 \times 372 \times 1450} = 0.0064(\text{Wb})$$

【例 2-5】 设一台直流发电机有下列数据：额定功率 $P_N = 6.5\text{kW}$ ，额定电压 $U_N = 115\text{V}$ ，转速 1450r/min ，极对数 $p=2$ ，并联支路数 $a=1$ ，导体总数 $N=372$ ，每元件匝数 $N_c=2$ ，电枢外径 $D_a=10.7\text{cm}$ ，有效电枢长度 $L=13\text{cm}$ ，空气隙长度 $\delta=0.12\text{cm}$ 。在满载情况下，设电枢绕组中的感应电动势为额定电压的 1.1 倍，电枢磁动势的每极安匝数为磁极磁动势的安匝数的 97%。电刷在交轴。磁饱和现象可以略去不计。电枢磁动势为三角形波。由于磁阻增加，在两极之间的电枢磁通密度较在极尖处为小。假设在两极之间的电枢磁通密度为常数，并假设磁极磁通密度的分布可用矩形波来代替。试求：

(1) 在空载时极面下的磁通密度；

(2) 在空载时每个元件间的电动势。

解 (1) 空载电压 $E_0 = 1.1U_N = 1.1 \times 115 = 126.5(\text{V})$

$$\text{每极磁通 } \Phi = E_a \frac{a}{p} \frac{1}{N} \frac{60}{n} = 126.5 \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{372} \times \frac{60}{1450} = 0.00704(\text{Wb})$$

$$\text{极距 } \tau = \frac{\pi D_a}{2p} = \frac{\pi \times 10.7}{2 \times 2} = 8.37(\text{cm})$$

空载时极面下的磁通密度

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\tau L} = \frac{0.00704}{8.37 \times 13.0 \times 10^{-4}} = 0.6470(\text{T})$$

(2) 空载时在极面下每一元件的感应电动势为

$$\begin{aligned} E_c &= 2N_c B_\delta L v = 2N_c B_\delta L \frac{\pi D_a n}{60} \\ &= 2 \times 2 \times 0.6470 \times 13.0 \times \frac{\pi \times 16.2 \times 1450}{60} \times 10^{-4} = 4.13(\text{V}) \end{aligned}$$

第六节 直流电机的电磁转矩

无论是直流发电机或电动机，当电枢绕组中有电流流过时，除产生电枢反应外，同时还将产生电磁力和电磁转矩。

现仍假设直流电机作发电机运行，由原动机以恒定转速 n 逆时针方向旋转，如图 2-23 所示。同时假设电枢表面光滑无齿；电枢导体均匀地分布于电枢表面上；绕组为整距元件；电刷位于几何中性线上。

根据电磁力定律，载流导体受到电磁力的方向由左手定则确定，此电磁力将产生转矩，如图 2-23 所示。电枢 N 根导体产生的转矩的总和就是电机的电磁转矩 T_{em} 。

载有电流 i_a 的第 i 根导体与径向气隙磁通密度 B_i 作用下所受到的切线方向的电磁力 f_i 为

$$f_i = B_i L i_a \quad (2-28)$$

该电磁力 f_i 所产生的电磁转矩 T_i 为

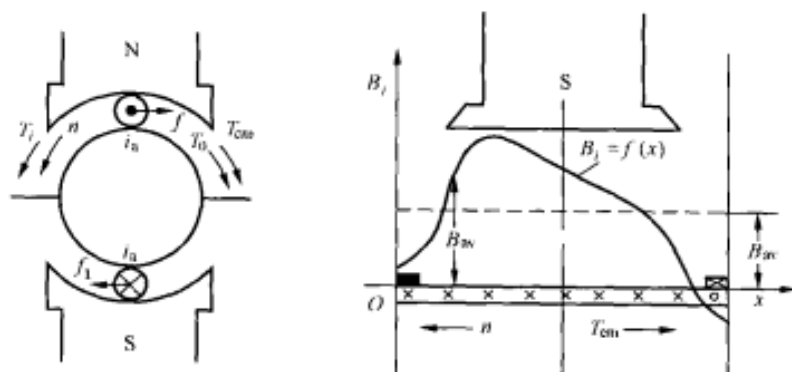


图 2-23 直流发电机的电磁转矩

$$T_i = f_i \times \frac{D_a}{2} = B_i L i_a \times \frac{D_a}{2} \quad (2-29)$$

N 根导体所产生的电磁转矩的总和 T_{cm} 为

$$T_{cm} = \sum_{i=1}^N T_i = L i_a \frac{D_a}{2} \sum_{i=1}^N B_i \quad (2-30)$$

式中: D_a 为电枢直径; L 为导体有效长度; B_i 为第 i 根导体所在处的磁通密度。

仿照求电枢绕组的感应电动势相似的方法, 式 (2-30) 可用一根导体所受到的平均转矩 T_{av} 来表示, 即 $T_{av} = B_{av} L i_a (D_a/2)$, 于是电机的电磁转矩为

$$T_{cm} = N T_{av} = N B_{av} L i_a (D_a/2) \quad (2-31)$$

考虑到 $D_a = 2p\tau/\pi$, $i_a = I_a/2a$, $B_{av} = \Phi/L\tau$, 则式 (2-31) 可写成

$$T_{cm} = \frac{1}{\pi} N i_a p \Phi = \frac{pN}{2a\pi} \Phi I_a = C_T \Phi I_a \quad (2-32)$$

式中: $C_T = pN/2a\pi$ 称为转矩常数。

若 Φ 用 Wb, I_a 用 A 表示, 则转矩的单位为 $N \cdot m$ 。可见, 电磁转矩与每极磁通量和电枢电流的乘积成正比, 或与电机 p 对极的磁通量和电枢圆周的安培数的乘积成正比。

将电动势常数 $C_E = pN/60a$ 与转矩常数 C_T 进行比较后, 可得 $C_T = pN/2\pi a \approx 9.55 C_E$ 。

本章小结

本章首先阐述了直流电机电枢绕组的基本概念和特点, 掌握单叠绕组和单波绕组线圈间的连接规律及线圈和换向片之间的连接规律。直流绕组的主要特点有: ①绕组是闭合; ②每个元件的两个端点分别连到两片换向片上; ③绕组形成的并联支路数与绕组型式有关。

讨论了直流电机的空载磁场, 直流电机空载时的磁场分布取决于磁路的情况。这种电机磁路计算方法的原则同样适用于其他型式的电机。计算磁路时首先要适当地将磁路分段, 分段的原则是各段的材料应相同, 每段中的磁通密度应相同。直流电机的磁路通常可分为气隙、磁极、磁轭、电枢齿槽和电枢铁心五段。各段所需的磁动势之和即为磁极提供的磁动势。气隙和电枢齿两段所需的磁动势最多, 占总磁动势的 80%~90%。

其次, 本章讨论了电枢磁场。当直流电机负载时, 电枢绕组中的电枢电流将产生电枢磁动势。电枢磁动势的存在就要影响主磁场的分布和大小, 这种影响称为电枢反应。交轴电枢磁动势的电枢反应将使主磁场发生畸变, 当磁路饱和时会产生去磁效应; 直轴电枢磁动势的

电枢反应将对主磁场起去磁作用或增磁作用（与电刷偏离几何中性线的方向有关）。

最后，介绍了直流电机的感应电动势和电磁转矩。直流发电机和直流电动机是直流电机的两种运行状态。在两种运行状态下，电枢绕组中均存在感应电动势，感应电动势的计算公式 $E = C_E \Phi n$ ，表明感应电动势的大小正比于转速及每极磁通。同样，在直流发电机和直流电动机中均存在电磁转矩，电磁转矩的计算公式 $T_{em} = C_T \Phi I_a$ ，表明电磁转矩的大小正比于电枢电流及每极磁通。在直流发电机中电磁转矩是阻力转矩，在直流电动机中电磁转矩是拖动转矩。

电枢反应、感应电动势的计算、电磁转矩的计算等是直流电机的基本理论，在后面分析直流发电机和直流电动机的运行性能时极为重要，必须牢固地掌握。

思考题

2-1 直流电机的主磁路包括哪几部分？如何从电机的结构尺寸确定各段磁路的长度和截面积？

2-2 何谓主磁通？何谓漏磁通？漏磁通大小与哪些因素有关？

2-3 直流电机的空载磁场在空间是如何分布的？为什么要把它化为等效的矩形波？为什么说直流电机的空气隙磁场是恒定磁场？

2-4 设电刷位于交轴，试默绘直流电机的空载磁动势分布曲线 $F_0(x)$ 、空载磁场分布曲线 $B_0(x)$ 、电枢磁动势分布曲线 $F_a(x)$ 、电枢磁场分布曲线 $B_a(x)$ 和合成磁场分布曲线 $B(x)$ 。

2-5 何谓饱和现象？电机的磁路为什么会出现饱和现象？饱和对电机运行性能有何影响？试分析 $F_0(x)$ 和 $F_a(x)$ ， $F_a(x)$ 和 $B_a(x)$ ，以及有饱和现象时的 $B(x)$ 和没有饱和现象时的 $B(x)$ 为什么有不同的波形？

2-6 什么是电枢的线负载？

2-7 在直流发电机中，如电刷偏离几何中性线，其电枢反应将对端电压产生什么影响？

2-8 为什么直轴电枢反应会产生直轴去磁作用？直轴电枢反应会不会产生增磁作用？

2-9 交轴电枢反应对直流发电机的外特性有什么影响？

2-10 为什么直流电机的电枢绕组必须用闭合绕组？为什么直流电枢绕组至少要有两条并联支路？

2-11 从物理概念说明下列各种数量之间的相互关系：导体总数、换向片数、元件数、有效导体数、槽数、每元件匝数、每一槽中并列有效边数。

2-12 一台四极电机原为单波绕组，如改绕成单叠绕组，并保持元件数、导体数、每元件匝数、每槽并列圈边数不变，问该电机的额定容量要不要改变？其他额定值要不要改变？

2-13 试扼要说明叠绕组与波绕组的区别，对于一两极机，能不能区别叠绕组与波绕组？

2-14 如果要使直流发电机的电刷间的正负极性互换，应采取什么方法？

习 题

2-1 一台直流电机, 电枢绕组为右行单叠绕组, 极数为 4, 转子槽数、元件数和换向片数均为 20, 每槽中放上下各一个元件边。试求:

- (1) 绕组节距 y_1 、 y_2 、 y 及 y_k ;
- (2) 画出绕组展开图及磁极和电刷位置;
- (3) 自设一个电枢旋转方向和磁极极性, 标出相应的电刷极性;
- (4) 求出支路数。

2-2 已知一台直流电机, 极对数 $p=2$, 转子槽数、元件数和换向片数均等于 19, 左行单波绕组。试求:

- (1) 绕组节距 y_1 、 y_2 、 y 及 y_k ;
- (2) 画出绕组展开图及磁极和电刷位置;
- (3) 自设一个电枢旋转方向和磁极极性, 标出相应的电刷极性;
- (4) 求出支路数。

2-3 设有一 17kW、4 极、220V、1500r/min 的直流电动机, 额定效率为 83%, 电枢有 39 槽, 每槽有 12 个导体, 电枢绕组的并联支路数 $2a=2$ 。试求:

- (1) 该电机的额定电流;
- (2) 如在额定运行情况下, 电枢回路中的电阻电压降为外施电压的 10%, 则在额定情况下的每极磁通为多少?

2-4 设有一 4 极、10kW、230V、2850r/min 的直流发电机, 额定效率为 85.5%, 电枢有 31 槽, 每槽有 12 个导体, 电枢绕组的并联支路数为 2。试求:

- (1) 该电机的额定电流;
- (2) 该电机的额定输入转矩;
- (3) 如该电机在额定运行情况下, 电刷间的端电压为 230V, 在电枢绕组中的电压降为端电压的 10%, 则在额定情况下的每极磁通为多少?

2-5 已知一 4 极直流发电机的感应电动势为 110V, 转速为 $n_N=1000\text{r/min}$, 电枢有 42 槽, 每槽中有 3 个并列圈边, 每元件有 3 匝, 每极磁通为 $\Phi=0.0175\text{Wb}$ 。该机的电枢绕组为何种型式? 写出有关这一绕组的各种数据。

2-6 试作一单叠绕组的展开图: $2p=4$, $Z=K=26$, $y_1=7$, $y_2=-6$ 。设该绕组每一元件有 10 匝, 当转速为 1500r/min 时的感应电动势为 110V。求在此情况下的每极磁通。

2-7 一台 4 极直流发电机的额定电枢电流为 43A, 电枢绕组为单波绕组, 共有 378 根导体, 电枢直径 $D_a=13.8\text{cm}$, 极弧系数 $a=0.63$, 电刷放在交轴。在额定运行情况下, 磁极磁动势为 1100A/极。试求:

- (1) 电枢线负载 A ;
- (2) 电枢磁动势的幅值 F_a 。

2-8 一台直流发电机额定功率 $P_N=11\text{kW}$, $n_N=1450\text{r/min}$, $2p=4$, 电枢为单叠绕组, 总导体数 $N=620$ 根, 每极磁通 $\Phi=0.00834\text{Wb}$ 。试求该台发电机的空载电动势为多少伏?

2-9 一台直流电机, 电枢绕组为单叠绕组, 磁极数 $2p=4$, 电枢总导体, 转速 $n_N=1450\text{r/min}$ 。测得感应电动势为 230V , 问每极下的磁通是多少?

2-10 一台他励直流发电机额定功率 $P_N=30\text{kW}$, $U_N=230\text{V}$, $n_N=1500\text{r/min}$, $2p=4$, 电枢为单叠绕组, 总导体数 $N=572$ 根, 每极磁通 $\Phi=0.017\text{Wb}$ 。试求该台发电机额定运行时的电枢电动势为多少? 电磁转矩为多少?

2-11 一个 4 极直流发电机, 每个主极磁通 $3.5\times 10^{-2}\text{Wb}$, 电枢绕组总导体数 152。

(1) 如果采用单叠整距绕组, 计算电动势常数 C_e ; 如果 $n=1200\text{r/min}$, 计算空载电动势 E_a 。

(2) 如果采用单叠整距绕组, 计算转矩常数 C_T ; 如果保持每条支路电流 50A , 计算 T_{em} 。

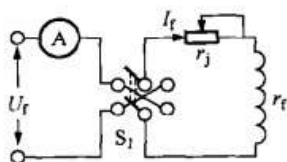
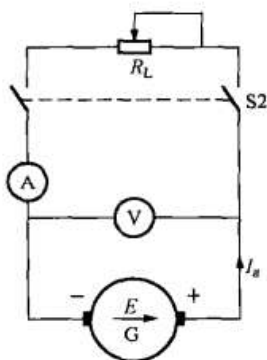
(3) 计算采用单波整距绕组时的 C_e 、 C_T , 当空载电动势 $E_a=210\text{V}$ 时, 转速 n 为多少? 如果每条支路电流为 50A , 电磁转矩 T_{em} 的值为多少?

第三章 直流发电机

现代电力系统绝大多数电力用户使用三相交流电,但在有些工业部门,如化工、冶金、采矿、运输等部门中,除了用交流电外,还要用直流电。通常在火车、飞机、轮船、电铲等移动单元中经常使用直流发电机作为独立电源。本章主要分析直流发电机的内部电磁关系和外部运行特性。

第一节 直流发电机的基本方程式

直流发电机由原动机拖动,一般转速是保持不变的。除转速外,可测量的量有三个:端电压、负载电流和励磁电流。在稳态运行时的基本方程式有三个,分述如下。



一、电动势平衡方程式

直流发电机接上负载后,在电枢感应电动势作用下,电枢回路中流过与电枢感应电动势同方向的电流 I_a ,在扣除电枢回路各绕组总电阻 r_a 上的压降和一对正、负电刷总接触电压降 $2\Delta U_b$ 之后,即为发电机的端电压,如图 3-1 所示。故得直流发电机电动势平衡方程式为

$$E = U + I_a r_a + 2\Delta U_b \quad (3-1)$$

或

$$\begin{aligned} E &= U + I_a (r_a + 2\Delta U_b / I_a) \\ &= U + I_a R_a \end{aligned} \quad (3-2)$$

图 3-1 他励直流发电机的接线图 式中: $R_a = r_a + 2\Delta U_b / I_a$ 是包括电刷接触电阻在内的电枢回路总电阻。有时取 $2\Delta U_b = 2V$ (对于碳—石墨电刷) 而不与 r_a 合并。

二、转矩平衡方程式

直流电机作为发电机运行时,由原动机驱动以恒定转速 n 旋转,如图 3-2 所示。这时原动机驱动转矩 T_1 与 n 同方向,当发电机接上负载,电枢绕组中流过电流 i_a ,它与气隙磁场互相作用产生制动性质的电磁转矩 T_{em} ,因此原动机的驱动转矩 T_1 除克服空载制动转矩 T_0 之外,还必须与电磁转矩 T_{em} 相平衡,以维持电枢恒速旋转,故直流发电机的转矩平衡方程式为

$$T_1 = T_{em} + T_0 \quad (3-3)$$

三、功率平衡方程式

将式 (3-3) 乘以转子机械角速度 Ω , 可得

$$T_1 \Omega = T_{em} \Omega + T_0 \Omega$$

或写成

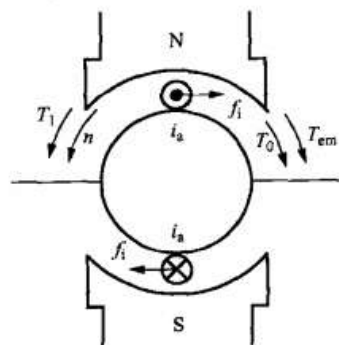


图 3-2 直流发电机的电磁转矩

$$P_1 = P_{em} + P_0 \quad (3-4)$$

式中: $P_1 = T_1 \Omega$ 是原动机由轴上输给发电机的机械功率; $P_0 = T_0 \Omega = p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad}$ 是发电机的空载损耗, 其中附加损耗 p_{ad} 在计算时, 通常取 $p_{ad} \approx (0.005 \sim 0.01) P_N$; $P_{em} = T_{em} \Omega$ 是电磁功率, 利用 $T_{em} = (pN/2\pi a) \Phi I_a$ 和 $\Omega = 2\pi n/60$ 即可证明

$$\begin{aligned} P_{em} &= T_{em} \Omega = (pN/2\pi a) \Phi I_a (2\pi n/60) \\ &= (pN/60a) \Phi n I_a \\ &= E I_a \end{aligned} \quad (3-5)$$

说明此项功率是将原动机机械功率中的 $T_{em} \Omega$ 转化为等量的电枢电路中的电磁功率 $E I_a$ 。

将式 (3-1) 乘以电枢电流 I_a , 可得

$$E I_a = U I_a + I_a^2 r_a + 2\Delta U_b I_a \quad (3-6)$$

或

$$E I_a = U I_a + I_a^2 R_a \quad (3-7)$$

式 (3-7) 说明, 电枢绕组中获得的电磁功率 $E I_a$, 扣除电枢回路中的各绕组电阻损耗 $p_{Cua} = I_a^2 r_a$ 和电刷接触损耗 $p_{Cub} = 2\Delta U_b I_a$ 之后, 就是电枢两端输出的电功率 $U I_a$ 。对于他励发电机而言, $U I_a$ 就是发电机的输出电功率 P_2 ; 而对于并励发电机来说, 尚需再扣除并励磁回路的铜损耗 $p_{Cuf} = I_f^2 (r_f + r_j)$, 才是输出电功率 P_2 , 式中 r_f 为励磁绕组电阻, r_j 为串入励磁绕组中的可调电阻。

因此, 并励发电机的功率平衡方程式为

$$P_1 = P_{em} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} \quad (3-8)$$

利用式 (3-6) 和式 (3-7), 可将式 (3-8) 改写成

$$P_1 = P_2 + p_{Cua} + p_{Cub} + p_{Cuf} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} \quad (3-9)$$

或

$$P_1 = P_2 + \sum p \quad (3-10)$$

式中: $\sum p = p_{Cua} + p_{Cub} + p_{Cuf} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad}$ 是并励直流发电机的总损耗。

故得发电机的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum p}{P_1} = 1 - \frac{\sum p}{P_1 + \sum p} \quad (3-11)$$

通常直流发电机的额定效率与电机的额定容量有关, 一般范围约为: 10kW 以下的 $\eta_N = 70\% \sim 85\%$; 10~100kW 的 $\eta_N = 80\% \sim 90\%$; 100~1000kW 的 $\eta_N = 85\% \sim 95\%$ 。

【例 3-1】 一台 4 极并励直流发电机的额定数据为: $P_N = 20\text{kW}$, $U_N = 230\text{V}$, $n_N = 1450\text{r/min}$, 电枢回路电阻 $r_{a75^\circ\text{C}} = 0.15\Omega$, 并励回路总电阻 $R_{f75^\circ\text{C}} = 74.1\Omega$, $2\Delta U_b = 2\text{V}$, 空载损耗 $p_0 = p_{Fe} + p_{mec} = 1000\text{W}$, $p_{ad} \approx 0.001 P_N$ 。试求额定负载下的电磁功率、电磁转矩和效率。

解 额定电流 $I_N = P_N / U_N = 20 \times 10^3 / 230 = 87(\text{A})$

励磁电流 $I_f = U_f / R_f = 230 / 74.1 = 3.1(\text{A})$

额定负载时电枢电流 $I_a = I_N + I_f = 87 + 3.1 = 90.1(\text{A})$

额定负载时电枢电动势

$$E = U_N + I_a r_a + 2\Delta U_b = 230 + 90.1 \times 0.15 + 2 = 245.5(\text{V})$$

额定负载时电磁功率

$$P_{\text{em}} = EI_a = 245.5 \times 90.1 = 22.1 \times 10^3 (\text{W})$$

或

$$\begin{aligned} P_{\text{em}} &= P_2 + p_{\text{Cuf}} + p_{\text{Cua}} + p_{\text{Cub}} \\ &= 20 \times 10^3 + 0.713 \times 10^3 + 1.21 \times 10^3 + 0.18 \times 10^3 = 22.1 \times 10^3 (\text{W}) \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} P_2 &= P_N = 20 \times 10^3 (\text{W}) \\ P_{\text{Cuf}} &= U_f I_f = 230 \times 3.1 = 0.713 \times 10^3 (\text{W}) \\ p_{\text{Cua}} &= I_a^2 r_a = 90.1^2 \times 0.15 = 1.21 \times 10^3 (\text{W}) \\ p_{\text{Cub}} &= 2\Delta U_b I_a = 2 \times 90.1 = 0.18 \times 10^3 (\text{W}) \end{aligned}$$

上述两个方法计算所得结果相同。

额定负载时电磁转矩

$$T_{\text{em}} = \frac{P_{\text{em}}}{\Omega} = \frac{22.1 \times 10^3}{2\pi n_N / 60} = \frac{22.1 \times 10^3 \times 60}{2\pi \times 1450} = 145.5 (\text{N} \cdot \text{m})$$

额定负载时发电机的输入功率

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{\text{em}} + p_0 + p_{\text{ad}} \\ &= 22.1 \times 10^3 + 1 \times 10^3 + 0.001 \times 20 \times 10^3 = 23.12 \times 10^3 (\text{W}) \end{aligned}$$

额定负载时效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{20 \times 10^3}{23.1 \times 10^3} \times 100\% = 86.5\%$$

第二节 他励发电机的特性

他励发电机在实际运行时,其转速通常保持恒定不变,可以调节的物理量有励磁电流 I_f 、发电机端电压 U 、负载电流 I 。表征直流发电机工作时的性能可用下列三个特性表示。

一、空载特性

空载特性是当转速 n = 常值 (通常发电机 $n = n_N$), 负载电流 $I = 0$ 时, $U = f(I_f)$ 的关系曲线。它可以由实验方法直接求取, 实验时的接线图如图 3-1 所示。

实验时, 保持 $n = n_N$, 将开关 S2 打开, 使发电机空载。合上 S1, 调节励磁回路中的可调电阻 r_f , 使 I_f 由零逐步单调增大直到空载电压 $U_0 = (1.1 \sim 1.3) U_N$ 。然后再调节 r_f , 使 I_f 逐渐单调减小直到零, 再利用反向开关 S1, 逐渐单调增大反向 I_f 直到负的 $U_0 = (1.1 \sim 1.3) U_N$, 再使 I_f 单调减小到零, 最后 I_f 由零又逐渐单调增大直到 $U_0 = (1.1 \sim 1.3) U_N$ 。在实验过程中读取相应的 U_0 和 I_f 值, 便得到基本上闭合的形同磁滞回线的空载特性曲线, 如图 3-3 (a) 所示。

由于磁路中的铁磁材料存在磁滞现象, 此回线存在上升和下降两条支线, 一般取其平均值作为空载特性曲线, 如图 3-3 (a) 中虚线所示。因电机中存在剩磁磁通, 当 $I_f = 0$ 时, 发电机端尚有剩磁电动势 E_r , 一般为额定电压的 2%~4%。

由于转速 n 不变时, U_0 与 Φ_0 成正比, 而励磁磁动势 F_0 与 I_f 成正比, 所以空载特性曲线的纵、横坐标换个比例常数, 就是该电机的磁化曲线。一般设计电机时, 使额定电压工作点位于空载特性曲线开始弯曲的膝点附近, 故从空载特性可以判断该电机磁路的饱和

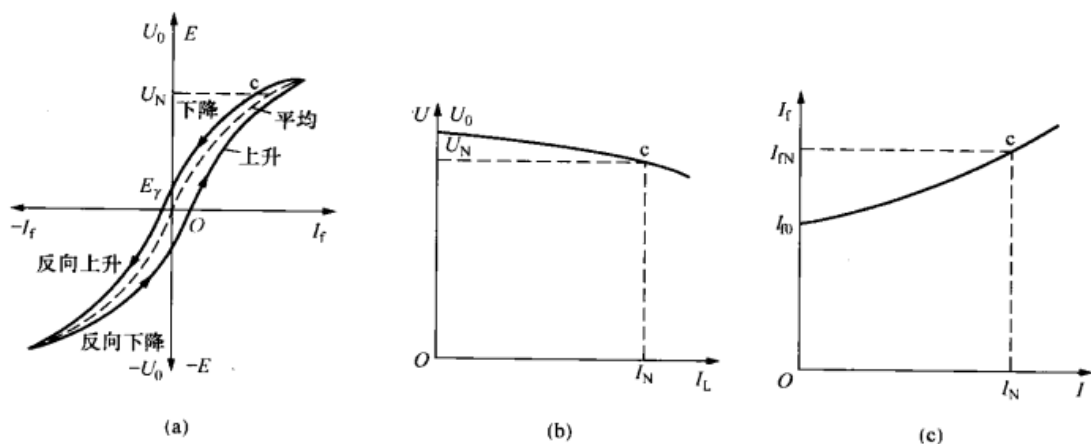


图 3-3 他励发电机的特性曲线
(a) 空载特性; (b) 外特性; (c) 调整特性

程度。

二、外特性

外特性是指当转速 $n = \text{常数}$, 励磁电流 $I_f = \text{常值}$ 时, $U = f(I)$ 的关系曲线。求取外特性曲线的试验线路如图 3-1 所示。合上 S1, 保持 $n = n_N$, 调节 I_f , 使 $U = U_N$, $I = I_N$, 此时的励磁电流称为额定励磁电流 I_{fN} , 保持 I_{fN} 不变, 然后调节 R_L , 读取相应的 U 和 I 值, 便得外特性曲线如图 3-3 (b) 所示。从图 3-3 (b) 可见, 当负载电流 I 增加时, 外特性曲线略为下降, 曲线上的 c 点为额定运行点。

他励发电机端电压随负载电流 I 的增加而略为下降的原因, 可以从式 (3-2) 所表示的端电压 $U = E - I_a R_a$ 中看出: 在励磁电流保持不变而负载电流增加时, 由于电枢反应的去磁作用, 使气隙磁通减少, 导致电动势 E 降低; 此外 I 的增加又引起电枢回路总电阻压降 $I_a R_a$ 的增加。为了说明端电压随负载电流 I 变化而变化的程度, 引用电压变化率 $\Delta U\%$ 表示, 按国家标准规定, 直流发电机的 $\Delta U\%$ 是指当 $n = n_N$, $I_f = I_{fN}$ 时, 从额定负载 ($U = U_N$, $I = I_N$) 过渡到空载 ($I = 0$) 时, 电压升高的数值与额定电压之比的百分值, 即

$$\Delta U\% = \frac{U_0 - U_N}{U_N} \times 100\% \quad (3-12)$$

式中: U_0 为空载时的端电压。一般他励直流发电机的电压变化率 $\Delta U\%$ 为 $5\% \sim 10\%$, 因此它可当作一个恒电压源。

由于在额定电流时, 通常电枢反应的去磁作用和电枢回路的总电阻压降 $I_a R_a$ 仅占额定电压的百分之几, 由式 (3-2) 可知, 当发电机短路时, $E = I_a R_a$, 感应电动势全部降落在电枢回路总电阻上, 短路电流可达额定电流值的十几甚至 $20 \sim 30$ 倍。这样大的直流会使电机遭受到严重的破坏, 所以发电机必须装设过电流保护, 当负载电流超过允许值时, 保护装置立即快速地切断电路, 以保护电机。

三、调整特性

调整特性反映了转速 $n = \text{常值}$ 情况下, 在负载电流变化时, 为保持发电机的端电压 U 为常值, 励磁电流的调节规律。通常是指 $n = n_N$, $U = U_N$ 时, $I_f = f(I)$ 的关系曲线。求取调整特性曲线的实验线路如图 3-1 所示。实验时应同时调节负载电阻 R_L 和励磁电阻 r_f , 使在不同负载电流下仍能保持端电压为额定值, 同时记录相应的 I 和 I_f 值, 即得如图 3-3 (c)

所示的调整特性曲线。

从图 3-3 (c) 可见, 随着负载电流增加, 调整特性曲线向上翘, 这是因为负载电流增大时, 要保持端电压不变, 必须增加励磁电流 I_f , 以补偿电枢反应去磁作用和电枢回路总电阻压降的增大。

第三节 并励发电机的自励条件和特性

一、并励发电机的自励

图 3-4 (a) 所示为并励直流发电机的接线图。将开关 S 打开, 发电机由原动机驱动至额定转速 n_N , 使发电机空载运行。

图 3-5 表示并励发电机的自励过程, 曲线 1 表示发电机在额定转速 n_N 时的空载特性曲线。一般励磁电流 I_f 只为发电机额定电流 I_N 的 $1\% \sim 5\%$, 因此可忽略它流经电枢绕组时产生的电枢反应和电枢回路的总电阻压降, 认为虽并联了励磁绕组之后, 电枢端电压 U_0 仍近似等于电动势 E_0 , 所以并励发电机在自励过程中, 电枢端电压 U_0 与励磁电流 I_f 的关系曲线 $U_0 = f(I_f)$ 可当作发电机的空载特性曲线, 如图 3-5 所示。直线 \overline{OP} 表示励磁回路的电阻特性 $U_f = I_f R_f$, 它的斜率为 $\tan \alpha = U_f / I_f = r_f + r_j = R_f$, 其中 U_f 为励磁回路的电阻压降。通常称直线 \overline{OP} 为励磁回路的电阻线, 简称场阻线。

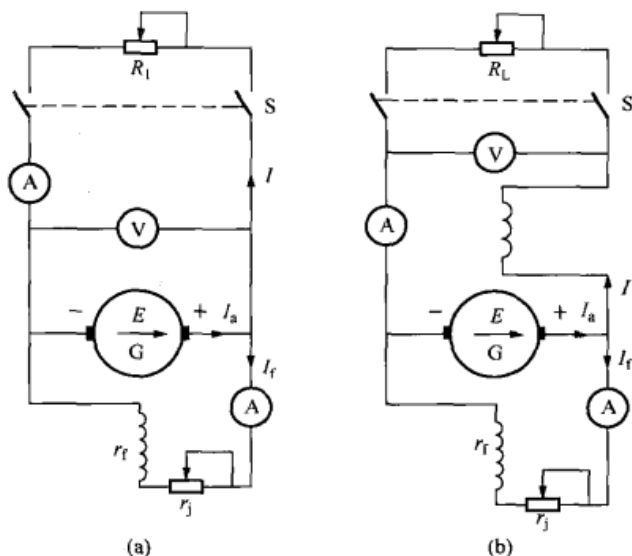


图 3-4 并励复励发电机的接线图

(a) 并励发电机的接线图; (b) 复励发电机的接线图

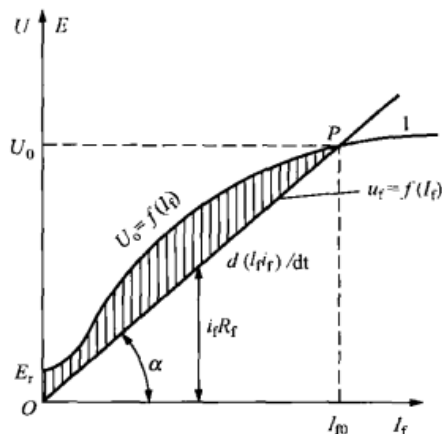


图 3-5 并励发电机的自励过程

一般电机磁路中, 总存在一定的剩磁, 当发电机由原动机驱动至额定转速时, 发电机将产生不大的剩磁电动势 E_r , 此 E_r 施加在励磁绕组两端, 将在其中流过不大的励磁电流并产生励磁磁场, 若此时并励绕组接到电枢两端的极性正确, 即励磁磁场的方向与发电机剩磁的方向相同, 则将使发电机内的气隙磁场增强, 从而使发电机的电动势沿空载特性曲线增大 E_r 的一个数值, 其对应的励磁电流也将增大。由于图 3-5 中 P 点的左侧都是空载特性曲线高于场阻线, 阴影段的高度是加在励磁绕组上的电枢电压 U_0 与励磁回路的电阻电压之差, 这个差值是励磁回路的自感电压 $d(L_f I_f) / dt$ 。由于其值大于零, 说明励磁电流将继续增

加,最后发电机自励建立起稳定电压值 U_0 ,如图 3-5 中的 P 点。

发电机在自励建压的瞬变过程中励磁回路的电压平衡方程式可写为

$$U_0 = I_f R_f + d(L_f I_f)/dt \quad (3-13)$$

或

$$U_0 - I_f R_f = d(L_f I_f)/dt \quad (3-14)$$

式中: L_f 为励磁绕组的自感。

将式 (3-14) 和空载特性曲线 $U_0 = f(I_f)$ 相对照可知,在自励建压过程中,开始时都是 $U_0 > I_f R_f$,而 $d(L_f I_f)/dt > 0$,故励磁电流 I_f 及与之相应的电枢电压 U_0 ,将随时间而增加。当电压升到 P 点时, $U_0 - I_f R_f = 0$,表示 $L_f dI_f/dt = 0$, I_f 将不再增大,这时自励过程结束,最后的稳态励磁电流为 $I_f = I_{f0}$,而 I_{f0} 在励磁回路中引起的电阻压降,恰好等于 I_{f0} 励磁所产生的电枢电压 U_0 。

如图 3-6 所示,增大励磁回路总电阻 R_f 时,则相应的场阻线 3 的斜率 $\tan\alpha$ 随之增大,场阻线与空载特性曲线的交点将向左偏移变为 P' 点。当继续增大励磁回路总电阻到某一数值 R_{for} 时,则对应的场阻线与空载特性曲线的直线部分相重合,如图 3-6 中直线 4 所示,这时实际上自励所建立的电压难于稳定在某一数值,称此场阻线为发电机在该转速下自励时的临界场阻线。当 $R_f > R_{for}$,相应的场阻线 5 与空载特性曲线交 P'' 点,所得电压与剩磁电动势 E_r 相差无几,则发电机不能自励建压。

由于某一空载特性曲线对应于某一转速,因此临界场阻线总是和某一转速相对应的。同理,对于某一场阻线,相应地有一临界转速,如图 3-6 所示。

如果励磁绕组接法极性不对,励磁回路中的电流所产生的磁场与剩磁方向相反,则气隙磁场反被削弱,相应的场阻线如图 3-6 中的直线 6 所示,此时发电机工作在 N 点,所得端电压比 E_r 还低,显然发电机也不能自励建压。

综上所述,并励发电机的自励建立稳定电压的条件是:

(1) 电机应有剩磁。若发电机失去剩磁,可由其他直流电源向励磁绕组励磁一次以获剩磁。

(2) 励磁绕组并联于电枢两端的极性,应与电枢旋转方向正确地配合,使励磁电流产生的磁场方向与剩磁方向一致,否则无法自励建压。若发现励磁绕组接法不对,只要将励磁绕组并联到电枢的两端对调一下即可。

(3) 励磁回路的总电阻 R_f ,应小于发电机运行转速相对应的临界电阻。一般发电机都在额定转速下运行,因此,应调节 R_f 小于额定转速时的临界电阻。

并励发电机空载时,通过电枢的电流 I_f 很小,故其空载特性与他励时很接近。

二、外特性

并励发电机的外特性是指当转速 $n = \text{常值}$, $R_f = \text{常值}$ 时, $U = f(I)$ 的关系曲线,可用图

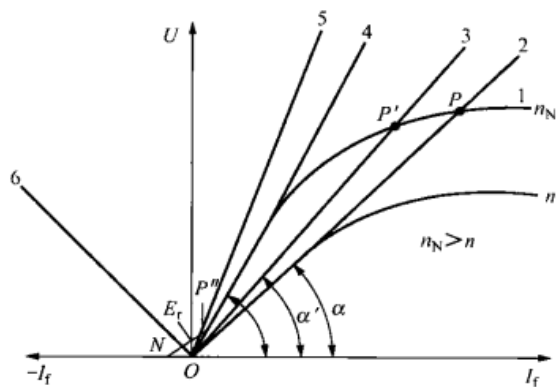


图 3-6 不同 R_f 时空载电压的变化
和不同转速时的临界电阻

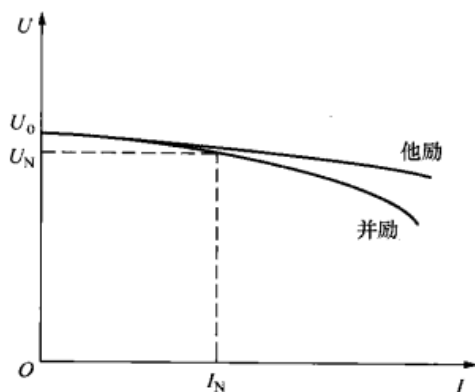


图 3-7 并励发电机的外特性

3-4 (a) 所示的线路用实验方法求取。实验时, 保持 $n=n_N$, 先调节 r_f 使发电机自励建压, 然后合上开关 S, 并调节 R_L 使发电机达到额定运行状态, 即 $U=U_N$, $I=I_N$, 此时的 $R_f=R_{fN}$ 。保持 R_{fN} 不变, 求取不同负载时的端电压, 即得 $U=f(I)$ 的关系曲线, 如图 3-7 中所示。

【例 3-2】 一台并励直流发电机, $P_N=46\text{W}$, $U_N=115\text{V}$, $n_N=100\text{r/min}$, $2\Delta U_b=2\text{V}$, 电枢回路各绕组的总电阻 $r_a=0.0125\Omega$, 并励绕组电阻 $r_f=12\Omega$, 额定运行时励磁回路串入的调节电阻 $r_j=2.375\Omega$, 在

额定转速下把该机的并励绕组改为他励时, 测得的空载特性见表 3-1。

表 3-1

例 3-2 数据表

I_f/A	4	5	6	7	8	9	10	11
U_0/V	86	103	113	122.1	128	138	136	139

设交轴电枢反应的去磁作用仅与电枢电流的大小成正比。试求: 当转速和电枢电流保持额定运行时的数值不变, 而把并励绕组回路的调节电阻 r_j 调到 3.4Ω 时发电机的端电压。

解 额定电流 $I_N = P_N/U_N = 46 \times 10^3 / 115 = 400(\text{A})$

额定励磁电流 $I_{fN} = U_f/R_f = U_f/(r_f + r_j) = 115/(12 + 2.375) = 8(\text{A})$

额定负载时电枢电流 $I_{aN} = I_N + I_{fN} = 400 + 8 = 408(\text{A})$

额定负载时电枢回路总电阻电压降落

$$I_{aN}r_a + 2\Delta U_b = 4.08 \times 0.0125 + 2 = 7.1(\text{V})$$

额定负载时电枢电动势

$$\begin{aligned} E_N &= U_N + I_{aN}r_a + 2\Delta U_b \\ &= 115 + 408 \times 0.0125 + 2 = 122.1(\text{V}) \end{aligned}$$

从空载特性上求取当 $E_N=122.1\text{V}$ 时的励磁电流 $I_{f0}=7\text{A}$, 故在额定负载时, 电枢反应去磁作用折算成的等效励磁电流为

$$I_{faq} = I_{fN} - I_{f0} = 8 - 7 = 1(\text{A})$$

当 r_j 调节到 3.4Ω 时, 励磁电流 $I_f=U_f/R_f$, 即

$$U_f = R_f I_f = (12 + 3.4)I_f = 15.4I_f(\text{V}) \quad (3-15)$$

或

$$I_f = I_{f0} + I_{faq} = (I_{f0} + 1)(\text{A}) \quad (3-16)$$

r_j 调节到 3.4Ω 时, 发电机端电压

$$U = E - I_{aN}r_a - 2\Delta U_b = (E - 7.1)(\text{V}) \quad (3-17)$$

空载特性曲线 $E=f(I_f)$ 可用相邻两点之间的直线表示。先假设在 (5, 103) 和 (6, 113) 两点之间可用直线表示, 则

$$(113 - 103)/(6 - 5) = (E - 103)/(I_{f0} - 5)$$

或

$$E = (10I_{f0} + 53)\text{V} \quad (3-18)$$

联立解式 (3-15)、式 (3-16)、式 (3-17) 和式 (3-18), 可得

$$I_{f0} = 5.65\text{A}; U = 102.4\text{V}; E = 109.5\text{V}$$

$E=109.5\text{V}$, 在 (5, 103) 和 (6, 113) 两点之间, 故原先假设正确。发电机的端电压 $U=102.4\text{V}$ 。

另外, 也可以应用作图法求解, 详细说明请参考有关书籍。

第四节 复励发电机的特性

在并励发电机的基础上, 再加上串励绕组, 即成为复励发电机, 其接线图如图 3-4 (b) 所示。并励绕组与串励绕组均套装在同一主磁极上, 按其连接方法不同又分为长复励和短复励接法。

在复励发电机中, 并励绕组起主要作用, 以保证空载时能产生额定端电压; 当负载时, 串励绕组起着助磁作用, 以补偿负载时电枢反应的去磁作用和电枢回路的总电阻压降, 使发电机的端电压能在一定程度内得到自动调整。若要求在额定负载时, 使端电压仍保持额定电压, 则称为平复励。若串励绕组磁动势过补偿, 使额定负载时端电压大于额定电压, 则称超复励。反之, 欠补偿时, 则称为欠复励。

复励发电机中若串励绕组的磁化方向与并励绕组的磁化方向相反时, 此种接法为差复励接法, 负载时随着负载电流的增加, 发电机气隙中的合成磁场和电枢电动势将进一步减小, 导致发电机端电压急剧下降, 其外特性接近恒流源特性, 所以差复励发电机常用来作为直流电焊发电机。各种复励发电机的外特性如图 3-8 所示。

从上述分析得知, 不同励磁方式的直流发电机具有不同的特性, 对用户来说, 主要是考虑外特性。在选用发电机时, 是根据生产上的要求和具体条件加以考虑的。但总的说来, 随着电力电子技术的发展, 直流发电机有逐步被可控硅整流电源所取代的可能。

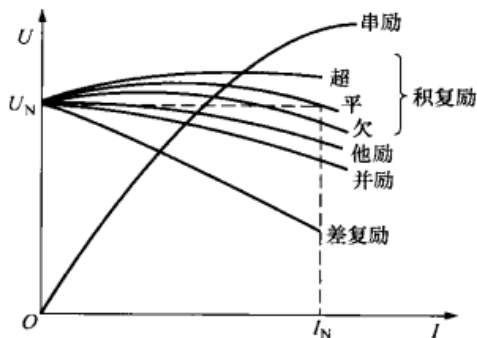


图 3-8 复励发电机的外特性曲线

本章小结

直流发电机是把机械能转换成电能的机械, 在原动机的拖动下, 当发电机的主磁极励磁绕组中通以励磁电流 I_f 时, 发电机的电枢两端便建立起电压。为了掌握发电机的特性, 必须熟悉发电机的电压平衡方程式、转矩平衡方程式以及功率关系等基本知识。

并励和复励直流发电机的电压建立 (自励过程) 必须满足三个条件: ①电机要有剩磁; ②并励绕组接到电枢两端的极性要正确; ③励磁回路的电阻值必须小于建压临界电阻。直流发电机负载运行时, 端电压随负载变化的外特性是其最主要的运行特性。直流发电机外特性的变化趋势与其励磁方式有关。

思考题

- 3-1 如果没有磁饱和现象,直流发电机是否能自励?试作图说明。
- 3-2 直流发电机的电压平衡方程式、转矩平衡方程式以及功率平衡方程式各符合力学和电学哪些规律?
- 3-3 为什么直流发电机的电枢绕组元件中的电流是交流的,而电磁转矩的方向却是恒定的?
- 3-4 试述并励直流发电机电压建立过程中,电压建立的条件是什么?建立起来的电压大小受哪些因素影响?若根据运行要求,规定了某一直流并励发电机的极性和旋转方向,而该发电机在电压建起后的极性与规定不符,应如何改正?
- 3-5 比较他励和并励直流发电机的电压变化率的大小?二者有何不同?
- 3-6 有一复励发电机,它的并励绕组和串励绕组间的相对极性没有经过校验,为了在实验室中把它接成积复励,如何才能保证不致接错?
- 3-7 试综合比较他励发电机、并励发电机、超复励发电机、平复励发电机和欠复励发电机的外特性和调节特性。
- 3-8 对于任一直流发电机,在给定运行情况下,总可以利用电压平衡方程式以求得感应电动势 $E=U+I_a r_a+2\Delta U$ 。为什么从磁化曲线求出对应于 E 的电流 I_0 ,并非该运行状态的实际励磁电流?

习题

3-1 已知一台直流并励发电机,额定功率为 10kW,额定电压为 230V,额定转速 $n_N=1450\text{r/min}$,电枢回路总电阻 $R_a=0.486\Omega$,励磁回路电阻 $R_f=215\Omega$,电刷接触电压降为 $2\Delta U=2\text{V}$,额定负载时电枢损耗 $p_{Fe}=442\text{W}$,机械损耗 $p_{mec}=104\text{W}$ 。求:

- (1) 额定负载时的电磁功率和电磁转矩;
- (2) 额定负载时的效率。

3-2 设有一台 9kW、115V 直流并励发电机,电枢电阻 $r_a=0.07\Omega$,电刷接触电压降为 $\Delta U=1\text{V}$,并励绕组为每极 650 匝,在额定转速时测得的磁化曲线数据见表 3-2。

表 3-2 磁化曲线数据

I_0/A	0.10	0.22	0.32	0.40	0.55	0.70
E_0/V	50	100	120	130	140	147

- (1) 试求电并励回路的电阻, $R_f+r_f=33\Omega$ 时的空载电压;
- (2) 设场阻保持如上值不变,满载电压为 115V,试求电枢反应的去磁安匝数;
- (3) 试求该发电机的电压变化率。

3-3 一台直流并励发电机,额定功率为 6kW,额定电压为 230V,额定转速 $n_N=1450\text{r/min}$,电枢回路总电阻 $R_a=0.61\Omega$,电刷接触电压降为 $2\Delta U=2\text{V}$,空载损耗 $P_0=P_{Fe}+P_{mec}=295\text{W}$,附加损耗 $P_{ad}=60\text{W}$ 。求额定负载时的电磁功率、电磁转矩和效率。

第四章 直流电动机

电机具有可逆性,即一台电机可以运行于发电机也可以运行于电动机状态,电机内部的电磁关系本质是一致的。本章主要分析直流电动机的工作特性、机械特性、起动、调速和制动以及换向问题。

第一节 直流电动机的可逆原理

设有一台并励直流发电机,由原动机驱动且接在直流电网上,电网电压 $U = \text{常值}$,电机中各物理量的正方向仍同前述,如图 4-1 (a) 所示。

原动机以转矩 T_1 驱动电枢沿逆时针方向旋转,此时导体的感应电动势方向在 N 极下为 \odot ,在 S 极下为 \otimes ,如图 4-1 (b) 所示,发电机的端电压 $U = (E - I_a R_a) < E$, $I_a = (E - U)/R_a$ 为正值,表示电枢绕组发出的电磁功率为 $E I_a$ 。当 i_a 流过电枢导体时,它与气隙磁场互相作用产生的电磁转矩 T_{em} 为制动转矩。

若励磁电流保持不变,当减小原动机向电机输入的机械功率,即减小 T_1 ,此时由于转矩不平衡,发电机的转速 n 将下降,而 E 也将减小,当 E 减小到等于端电压 U 时,则 $I_a = 0$, $T_{em} = 0$,这时输入发电机的机械功率仅补偿它的空载损耗。如果再减小输入的机械功率或把原动机卸掉,电机转速 n 将继续下降,而 $E < U$, $I_a = (E - U)/R_a$ 为负值,其方向与 E 的方向相反,如图 4-1 (c) 所示。由于 I_a 反向,电磁转矩 T_{em} 方向与电枢旋转方向相同,变为驱动转矩,故电机仍能继续沿着逆时针方向旋转,但电机已转变为电动机运行状态。若进一步在电机转轴上加上机械负载,则电机将从电网吸取更大的电流,从而产生更大的电磁转矩 T_{em} 来克服机械负载的制动转矩 T_2 和空载制动转矩 T_0 ,以保持电机在某一稳定转速下运行。

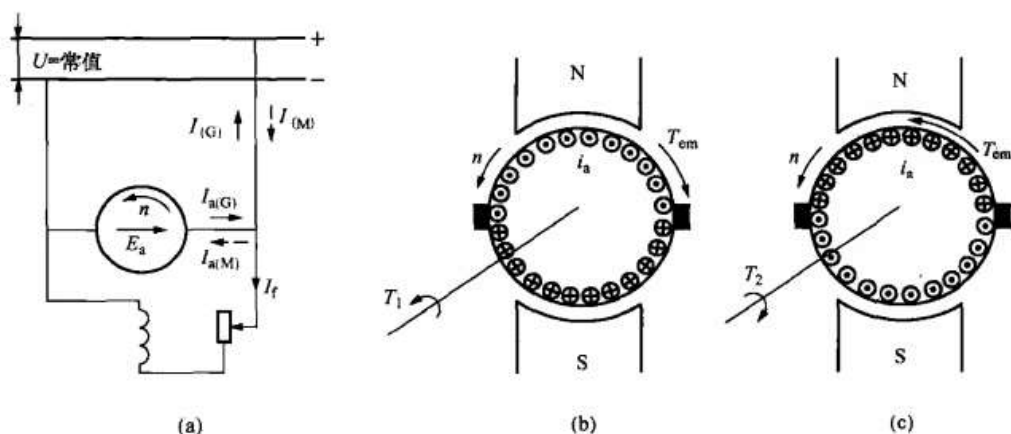


图 4-1 直流电机的可逆原理

(a) 并励直流电机接线; (b) 发电机运行状态; (c) 电动机运行状态

由于 I_a 的方向与 E 的方向相反, $E I_a$ 为负值,这表示电枢绕组向电网发出负的电功率,

即电枢绕组从电网吸取电功率 $E I_a$ ，并把它转换成电机转轴上的机械功率 $T_{em} \Omega$ 。

由上述分析可知，当 $E > U$ ， T_{em} 的方向与转速 n 相反， T_{em} 为制动转矩，电机运行于发电机状态；而当 $E < U$ 时， T_{em} 为驱动转矩，电机运行于电动机状态。

第二节 直流电动机的基本方程式

一、电动势平衡方程式

由上述分析可知，电动机运行时，电枢电动势 E 与电枢电流 I_a 反方向，故称为反电动势。因此，电动机的电动势平衡方程式为

$$U = E + I_a R_a \quad (4-1)$$

即加于电动机的端电压 U 与反电动势 E 和电枢回路的总电阻压降 $I_a R_a$ 相平衡。

当电动机处于瞬变状态运行时，电机转速 n 、电枢电流 i_a 和反电动势 e 都在变化，此时外加端电压除平衡 e 和 $i_a R_a$ 外，还需与电枢回路的自感电压相平衡，其电动势平衡方程式为

$$U = e + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (4-2)$$

式中： L_a 为电枢回路的自感。

二、转矩平衡方程式

当机组匀速运行时，电磁转矩 T_{em} 应与负载的制动转矩 T_2 和空载制动转矩 T_0 相平衡，即

$$T_{em} = T_2 + T_0 \quad (4-3)$$

当电动机转速变化时，电磁转矩尚需与惯性转矩 $T_j = J d\Omega/dt$ 相平衡，转矩平衡方程式应为

$$T_{em} = T_2 + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt} = T_c + T_j \quad (4-4)$$

式中： $T_c = T_2 + T_0$ 为机组总负载制动转矩； J 为机组旋转部分的转动惯量， Nms^2 。

当机组加速时，角加速度 $d\Omega/dt$ 为正值， T_j 为正值，惯性转矩是制动性质。反之，机组减速时， T_j 为负值，惯性转矩为驱动性质。当机组稳速时， $d\Omega/dt = 0$ ， $T_j = 0$ 。

三、功率平衡方程式

电动机运行时，从电网输入的电功率 P_1 为

$$P_1 = UI \quad (4-5)$$

在并励直流电动机中，有

$$I = I_a + I_f \quad (4-6)$$

将式 (4-6) 代入式 (4-5)，可得

$$P_1 = U(I_a + I_f) = UI_a + UI_f = UI_a + p_{\text{Cuf}} \quad (4-7)$$

式中： UI_a 为输入电枢绕组的电功率。

用电枢电流 I_a 乘式 (4-1) 各项，得

$$UI_a = EI_a + I_a^2 R_a \quad (4-8)$$

或

$$UI_a = EI_a + I_a^2 r_a + 2\Delta U_b I_a = EI_a + p_{Cua} + p_{Cub} = EI_a + p_{Cua} + p_{Cub} \quad (4-9)$$

式(4-9)表明,输入电枢绕组的电功率 UI_a 扣除电枢回路各绕组总电阻损耗 p_{Cua} 和电刷接触损耗 p_{Cub} 后,余下的部分就是被电枢绕组吸取的电磁功率 $P_{em}=EI_a$ 。对照式(4-7)可得

$$P_1 = p_{Cuf} + p_{Cua} + p_{Cub} + P_{em} \quad (4-10)$$

根据能量守恒原理或 $P=T\Omega$ 关系可知,电动机电枢绕组吸取的电磁功率 P_{em} 等于在电磁转矩 T_{em} 作用下所做的机械功率 $T_{em}\Omega$,故有

$$P_{em} = EI_a = T_{em}\Omega \quad (4-11)$$

电磁功率转换成机械功率时,其中有一小部分供给在电机中的机械损耗 p_{mec} 、铁损耗 P_{Fe} 和附加损耗 p_{ad} ,余下的部分才是转轴上输出的有效机械功率 P_2 ,故有

$$P_{em} = p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} + P_2 \quad (4-12)$$

综上所述,可得并励直流电动机的功率平衡方程式为

$$P_1 = p_{Cuf} + p_{Cua} + p_{Cub} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} + P_2 = \sum p + P_2 \quad (4-13)$$

式中: $\sum p = p_{Cuf} + p_{Cua} + p_{Cub} + p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad}$ 为电动机的总损耗。

电动机的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \left(1 - \frac{\sum p}{P_1}\right) \times 100\% \quad (4-14)$$

第三节 直流电动机的工作特性和机械特性

电动机运行是将电能转换成机械能,表征它的输出机械功率的参数主要是转速和转矩。因此直流电动机的工作特性是指在电压 $U=U_N=$ 常值,励磁电流 $I_f=I_{fN}=$ 常值,电枢回路不串入外加电阻的条件下,电动机的转速 n 、电磁转矩 T_{em} 和效率 η 等与输出功率 P_2 之间的关系,即 n 、 T_{em} 、 $\eta=f(P_2)$ 的关系。在实际运行中,电枢电流 I_a 容易测量,而且 I_a 随 P_2 的增加而增加,故工作特性也可以表示为 n 、 T_{em} 、 $\eta=f(I_a)$ 的关系。

在分析电力拖动系统时,需要研究电动机的转速与转矩间的关系和负载的转速与转矩间的关系,前者称为电动机的机械特性,后者称为负载的转矩特性。电力拖动系统能否在平衡状态下稳定运行,取决于这两个特性之间的恰当配合。

电动机的机械特性是指在 $U=U_N=$ 常值, $I_f=I_{fN}=$ 常值,电枢回路电阻 $(R_a+R_j)=$ 常值条件下,电动机的转速与电磁转矩之间的关系,即 $n=f(T_{em})$ 。它是选用电动机和评价电动机性能时的主要依据之一。

工作特性和机械特性可用实验法或计算法求取。下面介绍有关的方法和分析过程。

一、并励直流电动机的工作特性和机械特性

(一) 并励直流电动机的工作特性

用实验法求取工作特性时,其接线如图4-2所示。实验时,首先应调节 R_f ,使电动机输出功率为额定值 P_N 时的转速为 n_N ,此时的励磁电流即为 I_{fN} ,实验过程应保持 $I_f=I_{fN}=$ 常数。然后改变电动机的负载,求取相应的转速 n 、负载转矩 T_2 、电流 I 和输出功率 P_2 ,根据所得结果绘出工作特性曲线,如图4-3所示。

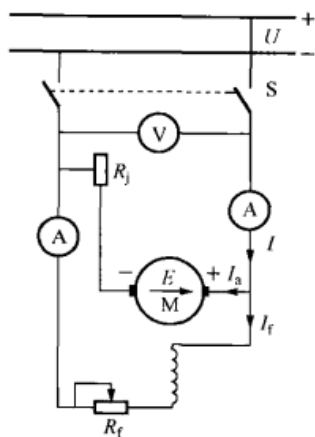


图 4-2 并励直流电动机的接线图

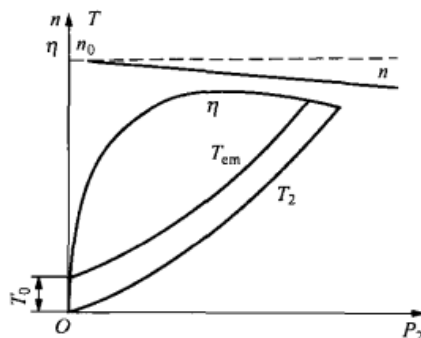


图 4-3 并励直流电动机的工作特性曲线

1. 速率特性 $n=f(P_2)$

速率特性关系曲线如图 4-3 所示，它是略为下降的曲线。因 $U=E+I_a R_a$ ，利用式 (2-28) 可得转速公式为

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_E \Phi} \quad (4-15)$$

式 (4-15) 对各种励磁方式的直流电动机都适用。

当负载增大而 P_2 增加时，输入功率 $P_1=UI$ 必然增加，因 $U=U_N=\text{常值}$ ， $I_f=I_{fN}=\text{常值}$ ，故 I_a 和 $I_a R_a$ 随之增加，使转速趋于下降，但电枢反应的去磁效应使转速趋于上升，这两个相反部分相抵消而前一因素仍略占优势，故转速 n 虽有下降但下降很少，结果电动机的速率特性曲线略为下斜，这种速率特性称为硬特性。

为了表征电动机从空载到额定负载时电动机转速的变化程度，常将空载转速 n_0 与额定转速 n_N 之差，用额定转速 n_N 的百分比表示，称为转速变化率 $\Delta n\%$ ，即

$$\Delta n\% = \frac{n_0 - n_N}{n_N} \times 100\% \quad (4-16)$$

并励直流电动机 $\Delta n\%$ 约为 $3\% \sim 8\%$ ，因此可认为它基本上是一种恒速的电动机。

2. 转矩特性 $T_{em}=f(P_2)$

由转矩平衡方程式 (4-3) 得

$$T_{em} = T_0 + T_2 \quad (4-17)$$

因为 $T_2 = P_2 / \Omega = \frac{P_2}{2\pi n / 60}$ ，若 n 不变， $T_2 = f(P_2)$ 关系为一条通过原点的直线。由于实际上当 P_2 增加时， n 略为下降，因此 $T_2 = f(P_2)$ 的关系曲线略为向上弯曲，而由空载损耗所引起的制动转矩 T_0 基本上不随负载 P_2 的变化而变化，因此 $T_0 \approx \text{常值}$ 。在 T_2 曲线上再加一段 T_0 ，即得 $T_{em} = f(P_2)$ 的关系曲线，如图 4-3 所示。

3. 效率特性 $\eta=f(P_2)$

由式 (4-14) 可知，电动机的效率为

$$\begin{aligned} \eta &= \left(1 - \frac{\sum p}{P_1}\right) \times 100\% \\ &= \left[1 - \frac{p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} + p_{Cuf} + p_{Cua} + p_{Cub}}{P_1}\right] \times 100\% \end{aligned} \quad (4-18)$$

通常效率特性曲线在空载至一半额定负载时上升很快,以后几乎保持不变,而在额定负载附近达到最高,随后当负载再增加时,效率又下降,如图4-3所示。

直流电动机的额定效率通常在下述范围内:10kW以下直流电动机的 $\eta_N=75\%\sim 85\%$;10~100kW直流电动机的 $\eta_N=80\%\sim 91\%$;100kW以上直流电动机的 $\eta_N=86\%\sim 96\%$ 。

(二) 并励直流电动机的机械特性

并励直流电动机的机械特性是指在 $U=U_N=\text{常值}$, $I_f=I_{fN}=\text{常值}$ 和电枢回路电阻 $(R_a+R_j)=\text{常值}$ 条件下, $n=f(T_{em})$ 的关系。当 $R_j=0$ 时的机械特性,称为自然机械特性。

在式(4-15)中,用 $I_a=T_{em}/C_T\Phi$ 代入,可得

$$n = \frac{U}{C_E\Phi} - \frac{R_a}{C_EC_T\Phi^2}T_{em} \quad (4-19)$$

由式(4-19)可知,当忽略电枢反应的影响时, Φ 为常值,则机械特性为一直线。此直线在纵坐标上的截距 $n_0=U/C_E\Phi$ 称为理想空载转速(额定电压、额定励磁电流和空载制动转矩为零时的空载转速)。直线的斜率为 $-R_a/C_EC_T\Phi^2$,故可把式(4-19)改写成

$$n = n_0 - KT_{em} \quad (4-20)$$

式中: $K=R_a/C_EC_T\Phi^2$ 为常数。

由于直流电机中 R_a 一般很小,即直线的斜率很小,因此并励直流电动机的自然机械特性是一条稍向下倾斜的直线,如图4-4(a)所示,称这样的特性为硬的机械特性。

从式(4-20)可以看出,对应于不同的端电压 U 、不同的磁通 Φ 以及不同的电枢回路电阻值,则直流电动机有各种的人为机械特性。

当电枢回路中串入调节电阻后,可把式(4-19)改写为

$$n = \frac{U}{C_E\Phi} - \frac{R_a+R_j}{C_EC_T\Phi^2}T_{em} \quad (4-21)$$

则 $K=(R_a+R_j)/C_EC_T\Phi^2$ 增大,直线斜率增大,机械特性曲线随负载转矩增加而下降的程度加大, R_j 越大,则特性曲线下降越甚,如图4-4(a)所示。这种当负载转矩增加时,转速很快下降的特性称为软的机械特性。

若 $R_j=0$,但将励磁电流 I_f 调节至另一常值 I_{f1} ,且 $I_{f1}<I_{fN}$,即 $\Phi_1<\Phi_N$,可得另一人为的机械特性。显然 I_f 越小,则理想空载转速越高,直线斜率越大,当选取不同的 I_f 值时,可获得一簇人为的机械特性,如图4-4(b)所示。

如果电动机改为他励,则励磁电流不受改变端电压 U 的影响, $I_f=I_{fN}=\text{常值}$,当选取不同的 U 值时,也可获得一簇互相平行的人为机械特性,如图4-4(c)所示。

实际上,负载转矩增加而电枢电流增大时,电枢反应的去磁作用增强,气隙主磁通不再是常值,故随负载转矩增加,电动机的转速有可能反而上升,这样的机械特性不利于电力拖动机组的稳定运行。

在图4-5中绘出了电动机的机械特性 $n=f(T_{em})$ 曲线和负载的转矩特性 $n=f(T_c)$ 曲线,其中总负载转矩 $T_c=T_2+T_0$ 。图4-5(a)中A点表示电力拖动机组已达平衡状态,即 $T_{em}=T_c$,机组的转速已达到稳定转速 n 。设由于某种原因的扰动,电力拖动机组的转速发生变化,例如,因端电压瞬时升高使 T_{em} 增大引起机组的转速增加到 $n+\Delta n$,然后扰动消失,则从图4-5(a)所示的电动机机械特性曲线可知,此时电磁转矩 T_{em} 相应变为e点的电磁转矩,而总负载转矩 T_c 却对应于d点的负载转矩值,显然,这时 $T_c>T_{em}$,电力拖动

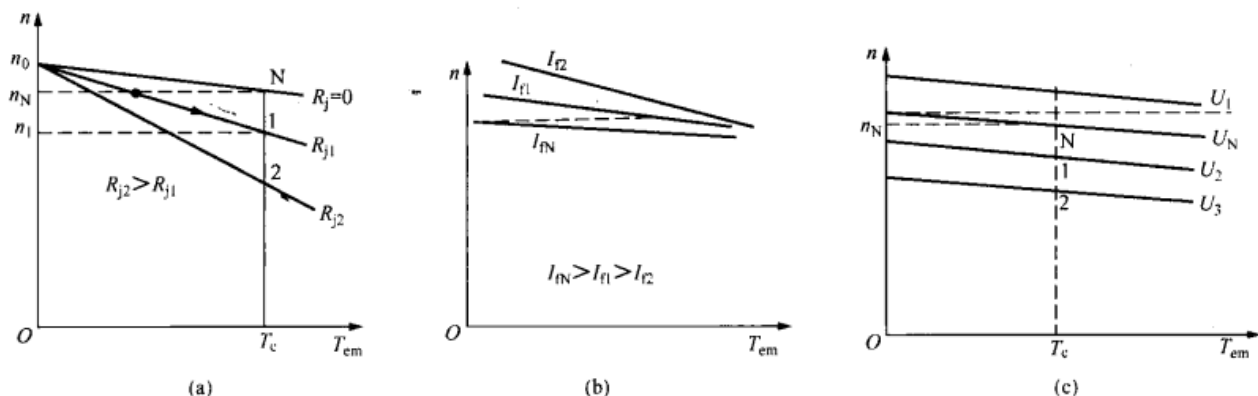


图 4-4 并励直流电动机的机械特性曲线

(a) 电枢回路中串不同电阻; (b) 改变励磁电流; (c) 改变端电压

机组将减速, 直至恢复到原来平衡状态下稳定工作点 A 相对应的转速 n 为止。反之, 由于某种原因的扰动, 使机组转速减到 $n - \Delta n$, 则从图 4-5 (a) 所示的特性曲线上可以看出, 当扰动消失后, 这时 $T_{em} > T_c$ 而使机组加速, 一直升到原来的转速 n 为止。这样, 机组便能在 A 点稳定运行。

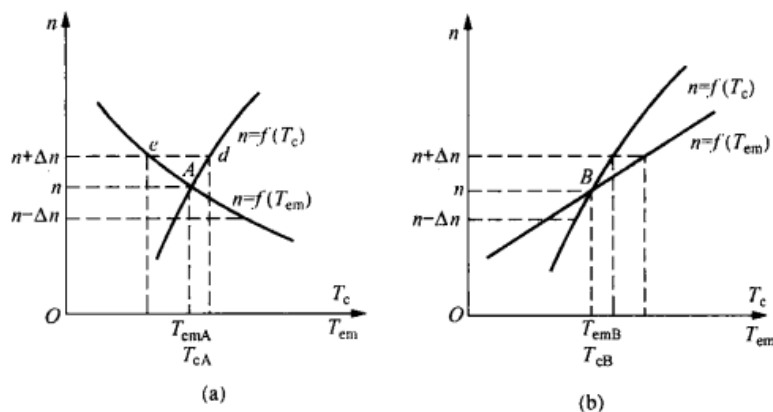


图 4-5 电力拖动机组稳定运行的条件

(a) 稳定运行; (b) 不稳定运行

从上述分析过程可知, 机组能稳定运行的条件为

$$\frac{dT_{em}}{dn} < \frac{dT_c}{dn} \quad (4-22)$$

如图 4-5 (b) 所示情况, 若由于某种扰动, 使机组转速增至 $n + \Delta n$ 或减至 $n - \Delta n$, 则一旦扰动消失时, 机组便不能恢复到原来工作状态, 所以, 如果

$$\frac{dT_{em}}{dn} \geq \frac{dT_c}{dn} \quad (4-23)$$

则机组不能稳定运行。

二、串励直流电动机的工作特性和机械特性

串励直流电动机中 $I = I_a = I_f$, 当电枢电流随负载而变化时励磁电流和气隙磁通也随之变化。所以它的速率特性、转矩特性和机械特性与并励直流电动机差别很大, 但所有电机的效率特性形状大都相同。

由于串励直流电动机的励磁磁动势随负载而变, 而电机的磁化曲线又是非线性的, 因

此, 只能近似地根据电机的磁化曲线的非饱和部分的特点定性地分析。串励直流电动机的实验接线图如图 4-6 所示。

(一) 串励直流电动机的工作特性

1. 速率特性 $n=f(P_2)$

当输出功率 P_2 增加时, I_a 随之增加, 引起气隙磁通 Φ 的增加, 同时使电枢回路总电阻压降 $I_a R_a$ 增加, 由式 (4-15) 可知, 这两种原因作用都使转速降低, 故随着输出功率 P_2 的增加, 转速迅速下降。但是当 P_2 增加到一定程度后, 由于电机的磁路逐渐饱和, 磁通不再随 I_a 的增加而成正比地增加, 转速下降变慢, 当磁路进入高饱和状态, 这时 Φ 近于常值, 仅由电枢回路总电阻压降 $I_a R_a$ 引起转速微小下降, 如图 4-7 所示。

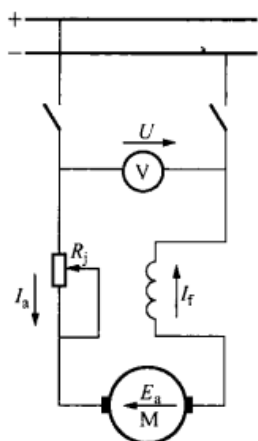


图 4-6 串励直流电动机的接线图

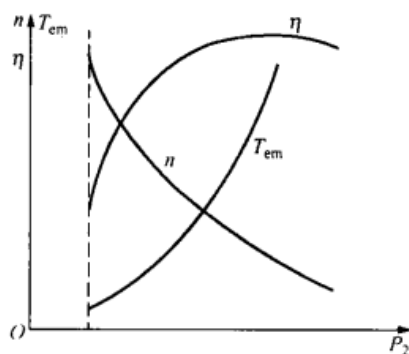


图 4-7 串励直流电动机的工作特性曲线

串励直流电动机当负载很轻时, I_a 很小, Φ 很小, 这时为了产生一定的反电动势 E 与电网电压 U 相平衡, 电动机转速将非常高, 这种现象称为“飞速”。飞速将使转子遭到严重的破坏, 甚至酿成人身事故。因此, 串励直流电动机绝对不允许空载, 或在 $U=U_N$ 、 $R_f=0$ 条件下, 不能在额定负载 20% 下轻载运行。同时不允许采用皮带等容易发生滑脱的传动机构, 以防止发生事故。

由于串励直流电动机不允许空载运行, 故其转速变化率定义式为

$$\Delta n\% = \frac{n_{0.25} - n_N}{n_N} \times 100\% \quad (4-24)$$

式中: $n_{0.25}$ 为电动机在 1/4 额定功率时的转速。

2. 转矩特性 $T_{em}=f(P_2)$

从串励直流电动机的速率特性可知, 随着 P_2 的增加转速 n 迅速下降, 因 $T_2 = P_2 / \Omega = P_2 / (2\pi n / 60)$, 所以负载转矩 T_2 将随 P_2 的增加而迅速上升。由于 $T_{em} = T_0 + T_2$, 故 $T_{em} = f(P_2)$ 的关系曲线将随 P_2 的增加而很快地向上翘, 如图 4-7 所示。

当电机磁路未饱和时, 磁通 Φ 与 I_a 成正比, 因此, 电磁转矩 T_{em} 与电流 I_a 平方成正比 (即 $T_{em} \propto I_a^2$); 当磁路处于高饱和状态时, Φ 近于常值, 则电磁转矩 T_{em} 与电流 I_a 成正比 (即 $T_{em} \propto I_a$), 所以电动机运行于额定输出功率 P_2 附近时, 可认为 $T_{em} \propto I_a^\alpha$, 而 $1 < \alpha < 2$ 。

总的说来, 串励直流电动机的电磁转矩以大于电枢电流一次方的比例而增加, 这个转矩特性的特点, 使串励直流电动机具有较大的起动转矩和过载能力。所以串励直流电动机常用于某些要求经常起动和经常过载的生产机械, 如电力机车和卷扬机械。此外, 过载时, 电动

机转速急剧下降可保安全；而轻载时，转速迅速上升可以提高劳动生产率。

如上所述，串励直流电动机的缺点是不允许在空载或很轻负载下运行，为了克服这个缺点，可采用以串励绕组为主，并励绕组为辅的积复励直流电动机。

(二) 串励直流电动机的机械特性

串励直流电动机中 $I_f = I_a$ ，因此随着负载变化，电机磁路的饱和程度变化很大。当负载不大时，认为电机磁路处于不饱和状态，磁通 Φ 与 I_a 成正比，即 $\Phi = C_1 I_a$ ， C_1 为比例常数，故有 $T_{em} = C_T I_a \Phi = C_T C_1 I_a^2$ ，或

$$I_a = \sqrt{\frac{T_{em}}{C_T C_1}} \quad (4-25)$$

把式 (4-25) 和 $\Phi = C_1 I_a$ 代入式 (4-15) 中，并以 $(R_a + R_j)$ 代替式 (4-15) 中的 R_a ，最后可得机械特性为

$$n = \frac{U}{C_E \sqrt{\frac{C_1}{C_T}} \sqrt{T_{em}}} - \frac{(R_a + R_j)}{C_E C_1} \quad (4-26)$$

按式 (4-26) 作出串励直流电动机的机械特性曲线为一双曲线，随着负载转矩增大时，电动机转速迅速下降。

如果负载过大时，磁路处于高饱和状态，磁通 Φ 近于常值，设 $\Phi = C$ ，故有

$$I_a = \frac{T_{em}}{C_T C} \quad (4-27)$$

把式 (4-27) 代入式 (4-15) 中，并以 $(R_a + R_j)$ 代替 R_a ，可得

$$n = \frac{U}{C_E C} - \frac{(R_a + R_j)}{C_E C_T \Phi^2} T_{em} \quad (4-28)$$

式 (4-28) 表明，这时电动机转速随电磁转矩的增加而下降的程度减慢。

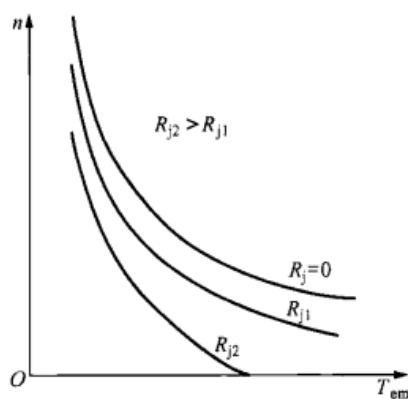


图 4-8 串励直流电动机的机械特性曲线

总的说来，当电磁转矩小于额定值时，电动机的机械特性较软；而大于额定值以后，特性逐渐变硬，如图 4-8 所示，当 $R_j = 0$ 时的机械特性为自然机械特性。

三、复励直流电动机的机械特性

复励直流电动机的接线图如图 4-9 所示。为了使电动机能稳定运行，复励直流电动机都接成积复励。

由于复励直流电动机既有并励绕组又有串励绕组，调节这两个绕组的磁动势比例，就可以得到不同的特性。若以并励绕组占主要作用，其特性就接近于并励电动机，由于电机中的串励绕组电流增大时使磁通也增大，故电动机具有下降的速率特性，运行比较稳定。反之，若以串励绕组为主，并励绕组为辅时，其特性就接近于串励电动机，但它克服了“飞速”的危险。差复励直流电动机由于负载增加时，合成磁动势及气隙磁通反而减小，于是当电磁转矩增加时，转速也随之上升不能稳定运行，一般很少被应用。

各种励磁方式的直流电动机的机械特性绘于图 4-10 中以作比较。

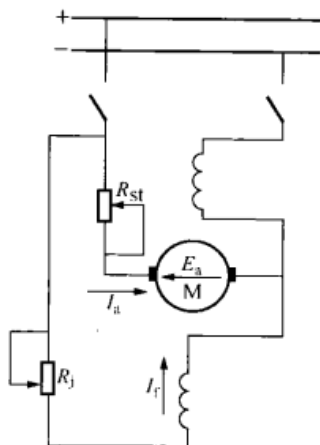


图 4-9 复励直流电动机的接线

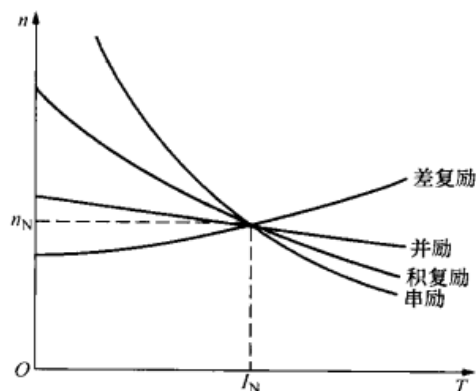


图 4-10 不同励磁方式的直流电动机机械特性曲线的比较

第四节 直流电动机的起动

在起动过程中存在着电机电路中的电磁量的过渡过程和机械系统的机械量的过渡过程。由于电磁量的过渡过程一般比机械量的过渡过程快，为了简化分析，在讨论电动机的起动过程时，往往忽略电磁量的过渡过程，而只考虑机械量的过渡过程。例如当合上电源起动开始时， $n=0$ ，反电动势 $E=0$ ，即认为起动电流为 $I_{st} = (U-E)/R_a = U/R_a$ ，一般直流电机的 R_a 值很小，故 I_{st} 可达到额定电流值的 $10\sim 20$ 倍，这样大的起动电流，将使电机遭受到不能允许的电磁力和温升，并使电动机的换向严重恶化，还将引起供电电网的电压突然下降，因此起动时，要求起动电流不要超过允许的范围。另一方面，电动机带负载起动时，要求产生足够大的起动转矩 T_{st} ，从 $T_{em} = C_T I_a \Phi$ 看，却要求起动电流要大，这两方面的矛盾，应根据具体情况妥善解决。

直流电动机常用的起动方法有：①直接起动；②电枢回路串变阻器起动；③降压起动。下面将逐一论述各种起动方法及其优、缺点。

一、直接起动

直接起动时的接线图如图 4-11 所示。由于励磁绕组的时间常数比电枢绕组大，在起动时，为了确保磁场能及时建立，在并励直流电动机起动时，必须先合上 S1，把励磁绕组接入电源，然后再合上 S2，在电枢两端施加额定电压。

图 4-12 表示直接起动过程中，电枢电流 i_a 和转速 n 随时间的变化情况。从图 4-12 中可见，起动开始时，电流 i_a 增加很快，电磁转矩随之很快增大，当电磁转矩大于总制动转矩时，电动机便起动起来，同时产生反电动势 e ，随着转速的升高，反电动势 e 也增大，因而电流 i_a 上升减慢，当 i_a 到达某最大值后又开始下降，相应地电磁转矩也变小而转速上升也变慢。这个过程一直持续到电磁转矩降到与总制动转矩相平衡时，电动机才不再加速而稳定地匀速运行，此时电枢电流也降至稳定运行时的 I_a ，起动过程即告结束。下面对并励直流电动机起动过程进行分析。

设电网电压 $U = \text{常值}$ ，忽略电枢反应去磁作用时，认为气隙每极磁通 Φ 为常值，起动过程中机组总的负载转矩 $T_c = \text{常值}$ ，机组的转动惯量为 J ，同时忽略电枢回路的自感，即

$L_a \approx 0$, 则可写出起动过程时电动机电势和转矩的平衡方程式如下

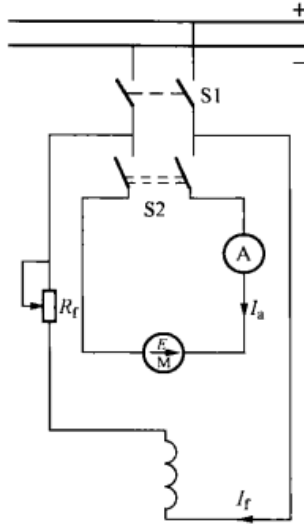


图 4-11 并励直流电动机直接起动接线图

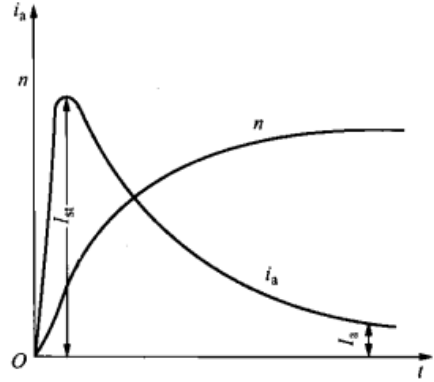


图 4-12 并励直流电动机起动时，电枢电流和转速的变化过程

$$U = e + i_a R_a = C_E \Phi n + i_a R_a \quad (4-29)$$

$$T_{em} = T_c + J \frac{d\Omega}{dt} = T_c + \frac{2\pi J}{60} \frac{dn}{dt} \quad (4-30)$$

根据式 (2-33) 并考虑到式 (4-29)，可得起动过程中电枢电流 i_a 为

$$i_a = \frac{T_{em}}{C_T \Phi} = \frac{T_c}{C_T \Phi} + \frac{2\pi J}{60 C_T \Phi} \frac{dn}{dt} \quad (4-31)$$

将式 (4-31) 代入式 (4-29) 便得

$$U = C_E \Phi n + \frac{T_c}{C_T \Phi} R_a + \frac{2\pi J R_a}{60 C_T \Phi} \frac{dn}{dt} \quad (4-32)$$

或写成

$$\frac{2\pi J R_a}{60 C_T C_E \Phi^2} \frac{dn}{dt} + n = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{T_c}{C_E C_T \Phi^2} R_a \quad (4-33)$$

起动结束进入稳态时， $T_{em} = T_c$ ，而 $dn/dt = 0$ ，其转速为 n_∞ （即 $t \rightarrow \infty$ 时的转速），显然就是式 (4-33) 等号右端值。令 $T_M = 2\pi J R_a / 60 C_T C_E \Phi^2$ ，称为机组的机电时间常数，则式 (4-33) 可改写为

$$dn/dt + n/T_M = n_\infty/T_M \quad (4-34)$$

解式 (4-34) 同时考虑到初始条件， $t=0$ 时， $n=0$ ，便得起动过程中，转速的表达式为

$$n = n_\infty (1 - e^{-t/T_M}) \quad (4-35)$$

将式 (4-35) 对时间 t 求导，可得加速度为

$$\frac{dn}{dt} = \frac{n_\infty}{T_M} e^{-t/T_M} \quad (4-36)$$

将式 (4-36) 代入式 (4-31)，并考虑 $n_\infty = U/C_E \Phi - (T_c/C_T C_E \Phi^2) R_a$ ，便得电枢电流的表达式为

$$\begin{aligned}
 i_a &= \left(\frac{U}{R_a} - \frac{T_c}{C_T \Phi} \right) e^{-t/T_M} + \frac{T_c}{C_T \Phi} \\
 &= (I_{st} - I_a) e^{-t/T_M} + I_a
 \end{aligned} \quad (4-37)$$

式中: $I_{st}=U/R_a$ 为起动过程中最大冲击电流, 称为起动电流; 当 $I_a \approx 0$ 情况下, 即 $t=0^+$ 时的电枢电流, I_a 为起始结束进入稳态运行时的电枢电流, 其值为 $I_a = T_c / C_T \Phi_0$ 。

实际上, $L_a \neq 0$, 电枢电流 i_a 从零上升到 I_{st} 有一过渡过程, 如图 4-12 所示。当电流到达 I_{st} 时, $di_a/dt=0$, 此时转速还很低, 故 $e \approx 0$, 故得

$$I_{st} = \frac{U - e}{R_a} \approx \frac{U}{R_a} \quad (4-38)$$

相应地起动转矩为

$$T_{st} = C_T \Phi I_{st} \quad (4-39)$$

直接起动不需起动设备, 操作简单, 起动转矩大, 但是起动电流太大, 故只适用于很小容量的电动机。

二、电枢电路串变阻器起动

为了限制起动电流, 在起动过程中, 电枢回路中串接可变电阻器 R_{st} (起动电阻), 而在升速过程中将其逐级切除。只要分段电阻设置合理, 便能在起动过程中将起动电流限制在允许范围内, 而使转速上升平稳, 并具有足够大的起动转矩, 能在较短时间内起动完毕。

设起动电阻分为 R_1 、 R_2 、 R_3 三级, 起动开始, 使电枢电流 i_a 达到最大值为

$$I_{stmax} \approx \frac{U}{R_a + R_1 + R_2 + R_3} = (1.5 \sim 2.0) I_N \quad (4-40)$$

以产生足够大的起动转矩, 使电动机加速, 待转速升高, 反电动势 e 增大, i_a 下降至 $I_{stmin} \approx (1.1 \sim 1.2) I_N$ 时, 通过控制线路将 R_1 从电枢回路中切除, 则电枢电流又迅速回升到 I_{stmax} 。合理设置 R_1 、 R_2 、 R_3 及选择恰当时刻切除 R_1 、 R_2 、 R_3 , 可使电枢电流 i_a 在 I_{stmax} 和 I_{stmin} 之间变化, 而电动机能平稳升速, 最后电动机加速到稳态运行时的转速 n , 电枢电流也相应地降到稳态值 I_a , 于是起动完毕。

在小容量直流电动机中, 常用人工手动方法起动, 手动起动器有三点和四点起动器两种, 四点起动器及其接线图如图 4-13 所示。

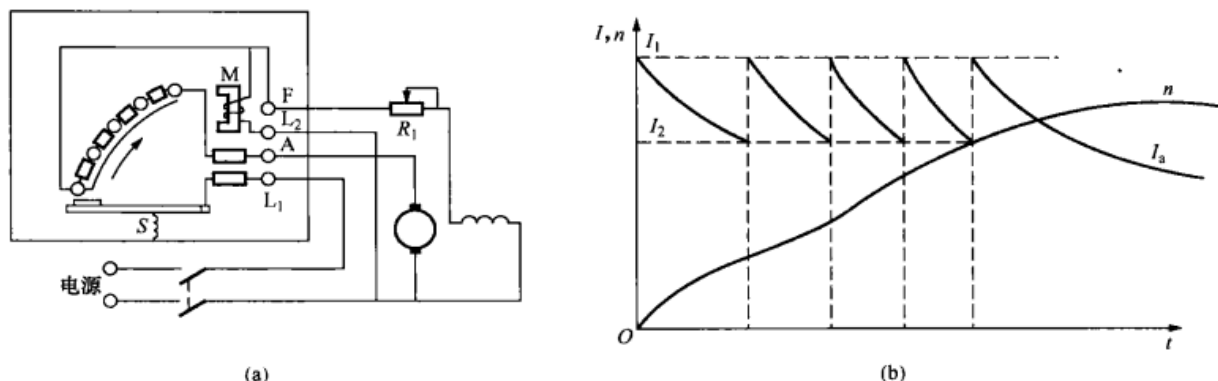


图 4-13 四点起动器接线图及其起动过程特性

(a) 接线图; (b) 机械特性

起动时, 把手柄从触点 0 拉到触点 1 上时, 电动机开始起动, 此时全部起动电阻串在电

枢回路内。当手柄每移过一个触点，即切除一段电阻。当手柄移至触点 5 时，起动电阻就被全部切除。这种起动方法所需设备不多，广泛地用于中、小型直流电动机中。但当电动机容量较大时，起动变阻器将十分笨重，尤其在频繁起动时，在起动过程中所消耗的能量相当可观，故在此情况下常用降压起动。

三、降压起动

由式 (4-38) 可知，降低电压可以减小起动电流。起动过程中，可逐步回升电压，使电动机转速按需要的加速度上升，以控制起动时间。但降压起动需要有可调压的专用电源设备，实用上，降压起动常与降压调速综合考虑，多用于发电机—电动机组，这时发电机和电动机采用他励式，起动时电动机可先建立磁场，发电机可在宽广范围内调压。近年来又发展了由可控硅整流电源组成的整流器—电动机组，而整流电源的电压可以调节，以满足降压起动和调速的要求。降压起动法的唯一缺点是设备投资较大。

第五节 直流电动机的调速

直流电动机具有极其优良的调速性能，可在宽广范围内平滑而经济地调速，这是交流电动机所无法比拟的，因此它获得广泛的应用。

当电枢回路串联调节电阻 R_j 时，可把转速公式写为

$$n = \frac{U - I_a(R_a + R_j)}{C_E \Phi} \quad (4-41)$$

由式 (4-41) 可知，直流电动机调速方法有下列三种：①改变励磁电流来改变磁通 Φ ；②改变施加电枢两端的电压 U ；③改变串入电枢回路中的调节电阻 R_j 。现以并励直流电动机为例说明如下。

一、改变励磁电流调速

由式 (4-41) 可知，当电动机端电压 U 一定时，改变励磁电流而使磁通 Φ 发生变化，可得到不同的人为机械特性而达到调速目的。一般直流电动机在额定励磁电流时，磁路已接近饱和状态，所以改变励磁电流调速，实际上是减少励磁电流调速或称弱磁调速，如图 4-4 (b) 所示。

从图 4-4 (b) 可以看出，在恒转矩负载情况下调速，一般当减小磁通 Φ 时，电动机转速随之上升，如图中 I_N 、 I_1 和 I_2 曲线所示。

改变励磁电流调速时，电动机的效率基本上保持不变。但是由于调速过程中电枢电流会增大，对电机的长期运行不利，显然弱磁调速更适用于恒功率负载。

综上所述，弱磁调速是将转速向高速进行调节，这种调速方法只需调节励磁回路的调节电阻 r_f ，控制比较方便，能量损耗较小，可达到平滑地连续调速。当 $r_f = 0$ 时，电动机转速最低，而最高转速受电动机转子结构部件机械强度和换向等的限制，速比仍不够大，约为 2:1~6:1。

对于复励直流电动机，弱磁调速方法基本上与并励直流电动机的相同，只需调节并励回路中的调节电阻，而对于串励电动机则只能采用与串励绕组并联电阻的分流方法，来实现改变励磁电流调速。

二、改变电枢端电压调速

这种调速方法是保持励磁电流不变，只改变电枢端电压来调速。由式 (4-15) 可知，

在恒转矩负载下, 提高或降低端电压, 电动机的转速相应地增加或减小。实际上, 电枢端电压最高不能超过电机的额定电压。因此这种调速方法一般只能从额定转速下向低速进行调节。由图 4-4 (c) 中可见, 在恒转矩负载下, 由于电枢端电压不同, 电动机稳定运行于不同的转速, 如图中 N、1、2 点所示。

改变电枢端电压 U 调速时, 输入功率 $P_1 = UI_a$, 与电压 U 成正比, 电磁功率与转速成正比, 而电枢感应电动势 E_a 几乎等于电压 U , 且正比于 n , 所以调速时效率基本不变。

以往是通过发电机—电动机组改变电枢端电压来实现调速, 这种调速方法不仅可以实现调速, 还可用作降压起动。如果采用调节电枢电压和调节励磁电流相结合, 则发电机—电动机组的调速范围可进一步扩大, 速比可达 25 : 1。因此这种调速方法常用于轧钢机、龙门刨床和起重设备中, 缺点是设备投资较高。

目前由于电力电子技术的发展, 采用新型的可控供电电源改变电枢电压实现调速目的。

三、改变串入电枢回路的电阻调速

当外加电压 U 不变时, 若改变串接于电枢回路中的外加调节电阻 R_j , 由于电阻压降 $I_a R_j$ 的改变, 由式 (4-15) 可知, 电动机的转速将改变。这种调速方法只能在额定转速下向低速进行调节。在图 4-4 (a) 中, 表示串入不同 R_j 时, 在恒转矩负载下, 电动机稳定运行于不同的转速, 如图中 N、1、2 点所示。

设 U 、 I_f 和 T_c 均保持不变, 调速前转速为 n_N , 电枢电流为 I_{aN} 。当调速开始, 突然串入电阻 R_j , 由于机械惯性转速来不及变化, 故反电动势仍不变, 而电枢电流 $i_a = (U - e) / (R_a + R_j)$ 因 R_j 的突然串入而急剧下降, 随之电磁转矩也急剧下降, 当 $T_{em} < T_c$ 时, 电动机开始减速。但在转速下降的同时, 反电动势 e 也随之下落, 电枢电流 i_a 又逐渐回升, 一直升到与原来电枢电流 I_{aN} 相等时为止, 电磁转矩又恢复到原来数值 $T_{em} = C_T I_{aN} \Phi = T_c$, 重新得到平衡而运行于新转速 n_1 下。

当 $R_j = 0$ 时, 转速值最高; R_j 越大, 则转速越低。在恒转矩负载下, 调速前、后电枢电流 I_a 不变, 即输入功率 $P_1 = U (I_a + I_f)$ 也不变, 但输出功率 $P_2 = T_2 \times 2\pi n / 60 \approx T_c \times 2\pi n / 60$ 却随 n 的下降而减小。这是由于在输入功率不变时, 串入电枢回路中的电阻 R_j 愈大, 消耗在这些电阻上的功率愈多, 使电动机的效率愈低。因此, 从节能来看, 此法很不经济。其次, 当负载很轻而 I_a 较小时, 调速范围有限, 此外 R_j 愈大, 机械特性愈软。由于以上这些缺点, 在一般情况下, 不采用这种调速方法。

第六节 直流电动机的制动

直流电动机有三种制动方式: ①能耗制动; ②反接制动; ③回馈制动 (或称再生制动)。它们的共同特点是在保持原来磁场大小和方向不变情况下, 只改变电枢电流的方向, 或转速的方向 (位能性负载), 以获得电磁制动转矩。

一、能耗制动

能耗制动线路图如图 4-14 (a) 所示。制动时, 保持励磁电流不变, 将电枢两端从电网断开后立即把它接到一个制动电阻 R_B 上, 由于机械惯性电机仍按原来的方向继续旋转而变成一台他励直流发电机, 如图 4-14 (b) 所示。这时电磁转矩方向与电枢旋转方向相反而起制动作用。当机组所储存的动能全部消耗在制动电阻和机组本身的损耗上时, 就停止转动,

故称能耗制动。

下面讨论能耗制动时的机械特性。从机械特性方程式即式(4-21)可知,在能耗制动时,外加电压为零,同时以 R_B 代替式中 R_j ,即 $\Phi=\Phi_N$, $U=0$,电枢回路总电阻为 R_a+R_B ,故其机械特性方程式为

$$n = 0 - \frac{R_a + R_B}{C_E C_T \Phi_N^2} T_{em} = -K T_{em} \quad (4-42)$$

式中: $K = (R_a + R_B) / C_E C_T \Phi_N^2$ 为一常数。

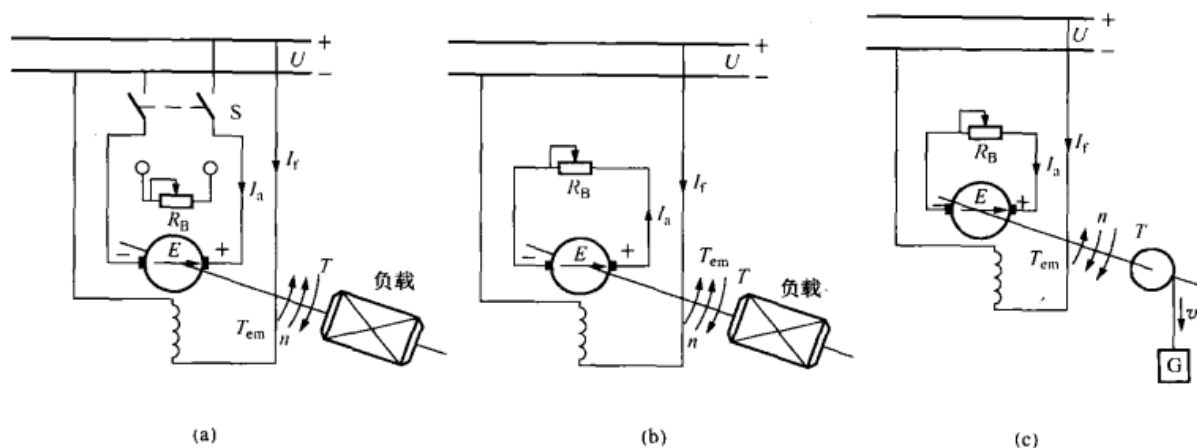


图 4-14 并励直流电动机能耗制动原理图

式(4-42)表示的机械特性曲线是一条通过原点并位于二、四两个象限的直线。比较式(4-21)和式(4-42)可知,能耗制动时的机械特性曲线的斜率,与并励直流电动机在电枢回路串入电阻 $R_j=R_B$ 时的人为机械特性曲线的斜率相同,如图4-15所示。

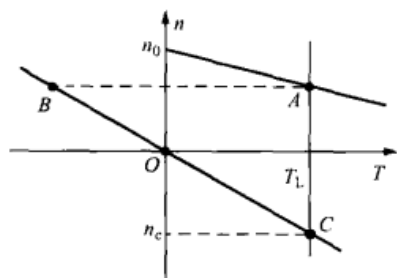


图 4-15 并励直流电动机能耗制动时的机械特性

设原来电机作为电动机运行时工作点为A点,当进入能耗制动瞬间,转速不能突变,工作点瞬时地过渡到能耗制动机械特性曲线上的B点,相应的制动转矩为 T_{emB} ,随后电机转速将沿着 \overline{BC} 下降。若是反抗性负载,则当转速下降至零时就停转。如果电动机轴上带位能性负载提升重物时,则当提升速度制动到零之后,电机便在负载转矩的作用下反转。由于重物向下降落而引起反向加速,如图4-14(c)所示,此时 n 、 E 和 T_{em} 均反向,即 n 为负值, T_{em} 变为正值,对下降的重物起制动作用。随着反向转速增高,电磁转矩相应增大,当 $T_{em}=T_c$ 时,电机最后就以转速 n_c 匀速下降重物。

综上所述,能耗制动是利用电机的动能或负载的位能来获得制动,不需要电网输入功率,比较经济,而且操作简便。但制动转矩随转速的降低而减小,拖长了制动时间,为了克服这一缺点,当制动转矩随转速下降而减小到某一数值时,可切除一部分制动电阻,使制动转矩增大,加速制动过程。

二、反接制动

当系统要求很快停转时,可利用反向开关把电枢两端通过一限流电阻 R 反接到电网上,

其线路图如图 4-16 所示。

这时施加于电枢回路上的电网电压反向, 即与原来作电动机运行时的反电动势 E 同方向。若在反接时不串入足够大的限流电阻 R , 由于电枢电阻 R_a 很小, 反接瞬间电枢电流 $I_a = (-U - E)/R_a$ 将达到非常大的数值, 以致烧毁电机并对电网产生强烈冲击, 一般串入的 $R = R_B$ 数值应使 $I_a = (-U - E)/(R_a + R_B)$ 恰好达到预计的数值, 约为 $2I_N$, 以获得较大的制动转矩, 使系统迅速停转。

电压反接制动时, 因电压变为负值, 故其机械特性为

$$n = -\frac{U}{C_E \Phi_N} - \frac{R_a + R_B}{C_E C_T \Phi_N^2} T_{em} \quad (4-43)$$

式 (4-43) 所表示的机械特性曲线是截距为 $-n'_0 = -U/C_E \Phi_N$ 而斜率为 $-(R_a + R_B)/C_E C_T \Phi_N^2$ 的直线, 如图 4-17 中 BD 所示。

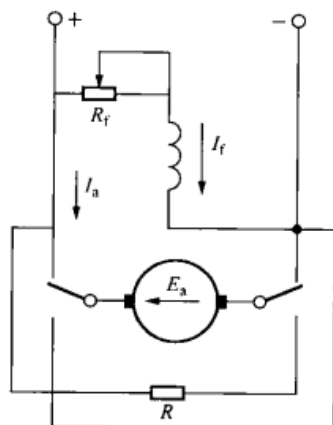


图 4-16 并励直流电动机反接制动时的接线

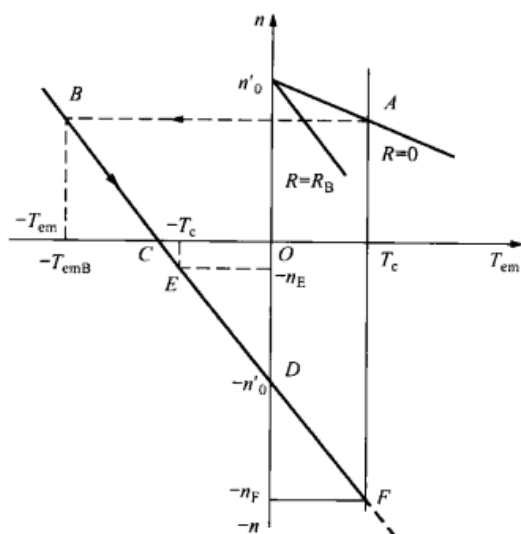


图 4-17 并励直流电动机反接制动时的机械特性曲线

设电动机原来运行于 A 点, 当电压反接制动瞬间, 则系统从 A 点突跳到第二象限的 B 点, 此时电枢电流和电磁转矩均反向, 相应的制动转矩很大, 如图 4-17 中 $-T_{emB}$ 所示, 随之系统开始急剧减速, 即从 B 点运行向 C 点过渡。当转速下降到接近零时, 应及时把电源开关从电网上拉开, 否则电动机将反向起动, 即从 C 点运行向 D 点过渡。这时由于转速 n 反向, 随之电动势反向 (即与外加电压方向相反), 但电磁转矩仍为负值 (驱动性质), 在可逆向拖动系统中, 若带反抗性负载情况下, 当 C 点的电磁转矩 $|-T_{emC}| > |-T_c|$ 时, 则电机将作为电动机稳定运行于第三象限特性曲线上的 E 点, 相应的转速为 $-n_E$ 。这种制动方法广泛用于带反抗性负载而且频繁起动、制动和正、反转的拖动系统, 例如吊车的行走机械和龙门刨床和刨台拖动系统。

最后讨论反接制动过程中功率平衡关系, 反接制动中电网输入电功率 UI_a , 而且在整个制动过程中, E 和 I_a 的实际方向始终相同, 这表示电机发出正的电功率, 对于电压反接制动而言, 这部分电功率是由系统动能转换而来。这部分电功率几乎全部消耗在电枢回路中的电阻 $(R_a + R_B)$ 上。所以从所消耗的能量考虑, 反接制动方法不够经济, 但其制动效果显著, 即使转速为零时, 仍有较大的制动转矩。

三、回馈制动

当电车上坡时,由于重力和加速度的作用,车速会愈来愈快,可能达到危险的高速。若转速超过理想空载转速 n'_0 , 电机的电动势 E 将大于外加端电压 U , 则电枢电流 I_a 反向, 电机从电动机运行过渡到发电机运行状态, 电磁转矩变为制动转矩, 它将限制车速继续升高。这时电车上坡时所失去的位能转换成电功率, 除供给电机损耗外, 其中大部分回馈给电网, 故称回馈制动或再生制动。

在电力拖动系统中, 设电动机原来运行于第一象限特性曲线上的 A 点, 如图 4-17 所示, 当进行电压反接制动时, 若带位能性负载, 当拖动系统制动到达 C 点时 (转速为零), 系统将在位能负载转矩和电机电磁转矩 (负值) 共同作用下, 反向起动, 而且当转速到达反向理想空载转速 $-n'_0$ 后, 系统仍在位能负载转矩作用下, 将继续反向加速而进入回馈制动, 最后稳定运行于 F 点, 相应的转速为 $-n_F$ 。

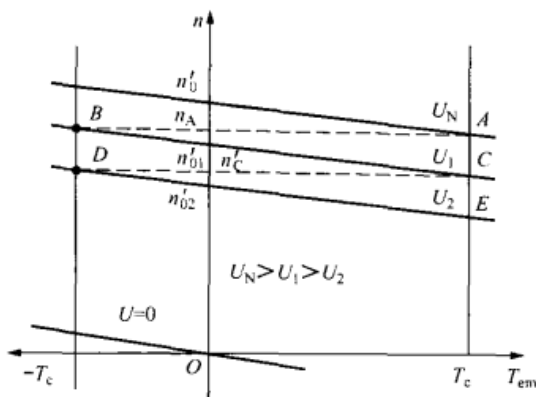


图 4-18 他励直流电动机的回馈制动

在电力拖动系统中, 用突然降低外加端电压来实现回馈制动。设他励直流电动机在额定电压 U_N 下带负载运行于特性曲线上的 A 点, 如图 4-18 所示, 现突然降低电动机的外加端电压到 U_1 , 则电动机的机械特性曲线将平行下移。由于在降压的瞬间, 转速不能突变, 电动机从原来的工作点 A 转移到降压后的特性曲线上的 B 点运行, 这时电机的实际转速 n_A 已高于降压后的电动机机械特性曲线上的理想空载转速 n'_01 , 故此时电机已进入发电机运行状态, 系统的转速将沿着 U_1 的机械特性曲线下降, 即从 B 点过渡到 n'_01 点。在

拖动系统降速时失去的动能将转换成电功率, 一部分消耗在电机中, 而大部分回馈给电网。当转速降低到小于 n'_01 时, $E < U_1$, 电机又回到电动机运行状态, 最后稳定运行于 C 点。若继续降低外加端电压到 U_2 , 其制动过程与上述相似, 最后稳定运行于 E 点。当外加端电压 U 降到零时的回馈制动, 相当于电枢回路电阻为 R_a 时的能耗制动, 如图 4-18 所示, 电机最后停止转动。

从分析上述回馈制动过程可知, 由于没有改变电机原来参数, 故电机回馈制动时的机械特性曲线就是该电机作电动机运行时 $n > n'_0$ 那部分的机械特性曲线, 如图 4-18 所示, 特性方程仍为 $n = U / C_E \Phi_N - (R_a / C_E C_T \Phi_N^2) T_{em}$, 即回馈制动时, 机械特性曲线位于第二象限。同理可知, 这条特性曲线延长到第四象限的一段对应于位能负载时的电动势反接制动 (已在前面分析过, 见图 4-17)。

【例 4-1】 一台运行于额定状态的他励直流电动机的数据如下: $P_N = 30\text{kW}$, $U_N = 220\text{V}$, $I_N = 150\text{A}$, $n_N = 1000\text{r/min}$, $R_a = 0.15\Omega$, 起动或制动时最大允许电枢电流 $I_a = 2.0I_N$ 。设电枢反应去磁影响和空载转矩略而不计, 试求:

(1) 以最大电枢电流 $I_a = 2.0I_N$ 进行电压反接制动: ①若负载为反抗性, 则所需的制动电阻 R_B 为多少? 稳定转速为多少? ②若负载为位能性, 则稳定转速为多少?

(2) 若以 -120r/min 的转速下放重物, 试问采用何种制动方法来实现? 并求相应的制动电阻 R_B 。

解 (1) 额定电枢反电动势为

$$E_N = U_N - I_{aN} R_a = 220 - 150 \times 0.1 = 197.5 (\text{V})$$

额定时的 $C_E \Phi_N$ 为

$$C_E \Phi_N = E_N / n_N = \frac{197.5}{1000} = 0.1975 [\text{V}/(\text{r}/\text{min})]$$

额定电磁转矩为

$$\begin{aligned} T_{\text{em}} &= C_T \Phi_N I_{aN} = (60/2\pi) C_E \Phi_N I_{aN} \\ &= (60/2\pi) \times 0.1975 \times 150 = 283.0 (\text{N} \cdot \text{m}) \end{aligned}$$

① 电压反接制动时所需的制动电阻 R_B 为

$$\begin{aligned} R_B &= (U_N + E_N) / 2.0 I_{aN} - R_a \\ &= \frac{220 + 197.5}{2.0 \times 150} - 0.15 = 1.242 (\Omega) \end{aligned}$$

在电压反接制动状态下, 当 $n=0$ 时, $E=0$, 电枢电流为

$$I_{a(n=0)} = -U_N / (R_a + R_B) = \frac{-220}{0.15 + 1.242} = -158.0 (\text{A})$$

相应的电磁转矩为

$$T_{\text{em}(n=0)} = C_T \Phi_N I_a = (60/2\pi) \times 0.1975 \times (-158.0) = -298.1 (\text{N} \cdot \text{m})$$

由于 $|T_{\text{em}(n=0)}| > |T_{\text{emN}}|$, 当 $n=0$ 时, 电机将运行在第三象限的反向电动机状态, 其稳定转速 n 为

$$\begin{aligned} n &= -n_0 - [(R_a + R_B) / C_E C_T \Phi_N^2] (-T_{\text{emN}}) \\ &= \frac{-220}{0.1975} - \frac{2\pi(0.15 + 1.242)}{60 \times 0.1975^2} \times (-283.0) = -56.86 (\text{r}/\text{min}) \end{aligned}$$

其机械特性如图 4-17 中的 E 点所示。

② 若为位能性负载, 电机将运行在第四象限制动状态, 其稳定转速为

$$\begin{aligned} n &= -n_0 - [(R_a + R_B) / C_E C_T \Phi_N^2] (T_{\text{emN}}) \\ &= \frac{-220}{0.1975} - \frac{2\pi(0.15 + 1.242)}{60 \times (0.1975)^2} \times 283.0 \\ &= -2170.98 (\text{r}/\text{min}) \end{aligned}$$

其机械特性如图 4-17 中的 F 点所示。

(2) 只能采用电动势反接制动, 其制动电阻为

$$\begin{aligned} R_B &= [(U_N - C_E \Phi_N n) / I_{aN}] - R_a \\ &= \frac{220 - 0.1975 \times (-120)}{150} - 0.1 = 1.47 (\Omega) \end{aligned}$$

其机械特性如图 4-17 所示。

第七节 直流电动机的换向

直流电机工作时, 旋转的电枢绕组元件由某一支路经过电刷而进入另一支路, 该元件中电流将改变方向, 元件中电流改变方向的过程称为换向。本节仅简单介绍换向的电磁理论和改善换向的方法。

一、换向的电磁理论

(一) 换向过程

图 4-19 所示为一单叠绕组，设电刷宽度 b_s ，等于换向片宽度 b_k ，忽略换向片间绝缘厚度，当换向器以 v 的线速度从右向左运动时，观察元件 1 中电流的换向过程。

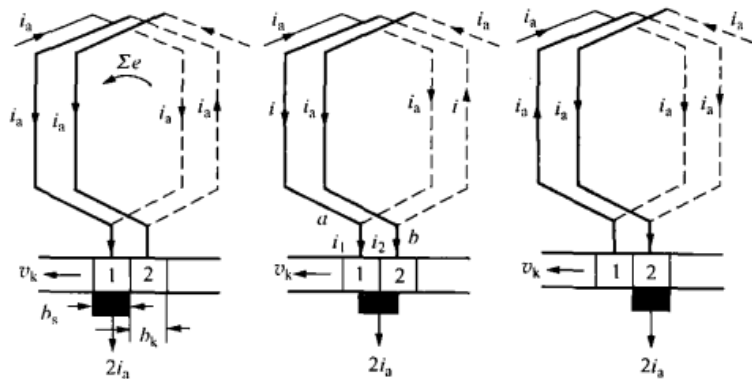


图 4-19 元件 1 中的电流换向过程

图 4-19 (a) 中电刷仅与换向片 1 相接触，元件 1 属于电刷右边的一条支路，元件电流为 $+i_a$ ，表示换向开始。当电刷同时与换向片 1、2 相接触时，如图 4-19 (b) 所示，被短路的元件 1 中的电流发生了变化，表示元件 1 正在进行换向。当电刷仅与换向片 2 相接触时，如图 4-19 (c) 所示，元件 1 进入左边的一条支路，其中电流由 $+i_a$ 变为 $-i_a$ ，换向结束。

从换向开始到换向结束的过程称为换向过程；正在进行换向的元件称为换向元件；换向元件中的电流称为换向电流 i ；换向过程所经历的时间称为换向周期 T_k ，通常 T_k 只有千分之几秒。

(二) 换向元件的电动势

1. 电抗电动势 e_r

在换向过程中，换向元件中的电流由 $+i_a$ 变化到 $-i_a$ ，必然会在换向元件中产生自感电动势 e_L 。此外因实际电刷宽度为 2~3 片换向片的宽度，这样就有几个元件同时进行换向，故被研究的换向元件中除自感电动势外，还有由其他换向元件电流变化引起的互感电动势 e_M 。 e_L 与 e_M 的总和，称为电抗电动势 e_r 。

根据楞次定律， e_r 的作用是阻止换向元件中的电流变化，故 e_r 的方向总是与换向前的电流方向相同。

2. 旋转电动势 e_k

当电枢旋转时，换向元件切割换向区域内的磁场而感应的电动势，称为旋转电动势 e_k 。换向区域内可能存在 3 种磁动势，即主极磁动势、交轴电枢反应磁动势和换向极磁动势。因换向元件一般处于几何中性线上或其附近，该处的主极磁场为零或接近于零。为改善换向，在两主极间的几何中性线处装有换向极，它的磁动势方向总是与交轴电枢反应磁动势方向相反。 e_k 则由换向元件切割二者的合成磁场 B_k 所产生。

换向元件中的总电动势为

$$\sum e = e_r + e_k \quad (4-44)$$

如果换向极磁动势大于交轴电枢反应磁动势，则 e_k 与 e_r 反向。当换向极设计得合理时，

可获得 $\sum e \approx 0$ 的良好换向情况。

(三) 换向元件中的电流变化规律

在图 4-19 (b) 中, i 表示元件 1 中的换向电流; i_1 和 i_2 分别表示引线 1 和 2 经换向片 1 和 2 流到电刷的电流; r_{b1} 和 r_{b2} 分别为换向片 1 和 2 与电刷间的接触电阻。忽略元件和引线的电阻, 按图 4-19 (b) 中所示的电流和电动势正方向, 可得元件 1 回路的电动势方程为

$$i_1 r_{b1} - i_2 r_{b2} = \sum e \quad (4-45)$$

为了便于分析, 假定电刷与换向片之间是面接触的, 电刷与换向片间的接触电阻值与接触面积成反比。设 A 与 r_b 为换向片与电刷完全接触时的接触面积和接触电阻; 以换向开始的瞬间作为时间的起点 ($t=0$); A_1 和 A_2 分别表示时间为 t 时换向片 1 和 2 与电刷的接触面积, 则

$$r_{b1} = r_b \frac{A}{A_1} = r_b \frac{T_k}{T_k - t} \quad (4-46)$$

$$r_{b2} = r_b \frac{A}{A_2} = r_b \frac{T_k}{t} \quad (4-47)$$

按电路定律, 对于图 4-19 (b) 中的节点 a 和 b 有

$$\begin{cases} i_1 = i_a + i \\ i_2 = i_a - i \end{cases} \quad (4-48)$$

将式 (4-46)、式 (4-47)、式 (4-48) 代入式 (4-45) 求得

$$i = i_a \left(1 - \frac{2t}{T_k}\right) + \frac{\sum e}{r_{b1} + r_{b2}} = i_L + i_k \quad (4-49)$$

式中: i_L 为直线换向电流; i_k 为附加换向电流。

下面对 $\sum e$ 可能出现的 3 种情况, 分别讨论换向电流随时间变化的规律。

1. $\sum e=0$ 时的换向——电阻换向

这时换向元件中的 e_r 与 e_k 大小相等, 方向相反, 故

$$i = i_L = i_a \left(1 - \frac{2t}{T_k}\right) \quad (4-50)$$

式 (4-50) 说明当 $\sum e=0$ 时, 换向电流 i 与时间 t 呈线性关系, 如图 4-20 中曲线 1 所示, 故称直线换向。又因换向电流大小取决于换向片和电刷间的接触电阻变化, 故也称电阻换向。

由式 (4-45)、式 (4-46)、式 (4-47) 可导出

$$\frac{i_1}{A_1} = \frac{i_2}{A_2} \quad (4-51)$$

式 (4-51) 表明后刷边 (换向器滑出边) 电流密度始终等于前刷边 (换向器滑入边) 电流密度。当换向结束时 A_1 为零, i_1 也为零, 电刷下不会产生火花, 是一种理想的换向。

2. $\sum e>0$ 时的换向——延迟换向

这时换向元件中的 $e_r > e_k$, 则 i_k 不为零且为正值, 与元件换向前的电流同方向。它阻止换向电流的变化, 使其达到 $i=0$ 点所需的时间大于 $\frac{1}{2} T_k$, 故称延迟换向, 如图 4-20 中曲线 2 所示。由于 i_k 存在, 使电刷离开换向片 1 的瞬间, 因 $i=i_k \neq 0$, 就好像用开关断开一个有负载的电路, 会在开关两端产生电弧一样, 在电刷边产生火花, 将对换向产生

不良影响。

3. $\sum e < 0$ 时的换向——超越换向

这时情况正好与 $\sum e > 0$ 时相反，因 i_k 为负值，加速电流变化，使其达到 $i=0$ 点所需时间小于 $\frac{1}{2}T_k$ ，故称为超越换向，如图 4-20 中曲线 3 所示。这时电刷前刷边的电流密度大于后刷边的电流密度，当过分超越换向时，在前刷边产生火花。通常希望电机在换向时能略为超越。

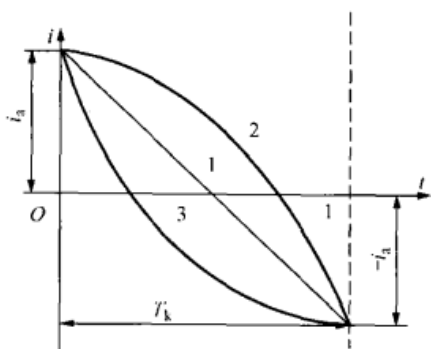


图 4-20 换向电流的变化曲线

二、改善换向的方法

改善换向的目的在于消除电刷下的火花，而产生火花的原因除上述电磁原因外，还有机械方面和化学方面的原因。从电磁原因来看，如果减小附加换向电流 i_k ，就能改善换向，常用方法有：

- (1) 选用合适的电刷，增大换向回路的电阻；
- (2) 减小合成电动势，设法使 $\sum e \approx 0$ 。

目前改善直流电机换向最有效的办法是安装换向极，使换向元件里的 $\sum e \approx 0$ ，换向为直线换向。为此，对换向极的极性有一定要求。在发电机运行时，换向极的极性应与顺电枢转向的相邻主极的极性相同；而电动机运行时，换向极的极性应与逆电枢转向的相邻主极的极性相同。

为了随时抵消电枢反应磁动势以及电抗电动势，换向极绕组应与电枢回路串联，并保证换向极磁路不饱和。

由前面分析可知，负载时的电枢反应使气隙磁场发生畸变，会增大某几个换向片之间的电压。由此引起的电位差火花与换向产生的电磁性火花连成一片而形成环火，即在正、负电刷之间出现电弧。环火可以在很短时间内损坏电机。

为避免出现环火现象在主极上装有补偿绕组，它嵌放在主极板靴上专门冲出的槽内。补偿绕组与电枢绕组串联，它产生的磁动势恰好抵消电枢反应磁动势，有利于改善换向。

本章小结

直流电动机是把电能转换为机械能的动力机械。本章讨论了直流电动机的机械特性和工作特性，进而分析了起动、稳定运行的条件、调速、制动等运行性能。

直流电动机的电压是直流电源供给的，在直流发电机中 $E_0 > U$ ，在直流电动机中 $E_0 < U$ 。电枢电流和磁场作用产生电磁转矩是输出的驱动转矩，而电枢感应电动势则以反电动势的形式存在。要注意计算方法或计算公式与直流发电机的异同点。

他励、并励电动机的转速特性为硬特性，串励电动机为软特性，再考虑到串励电动机的励磁回路不能断开，串励电动机不容许空载运行等因素；串励直流电动机的机械特性与他励、并励电动机有较大的差别。熟悉固有机机械特性和各种人为机械特性的特点是掌握直流电动机调速、制动的基础。

直流电动机的稳定运行是由电动机的机械特性和负载的机械特性共同决定的。电动机组的稳定运行条件为 $\frac{dT_{em}}{dn} < \frac{dT_c}{dn}$ ，说明电动机的机械特性是下降曲线为其稳定运行的条件。

起动、调速和制动是电动机的三种基本运行状态。直流电动机直接起动电流大, 起动转矩与起动电流成正比, 大的起动电流带来大的起动转矩, 所以直流电动机有良好的起动性能。为了限制起动电流必须采取降压起动或在电枢回路串电阻的方法。直流电动机有良好的调速性能, 如并励电动机用调励磁电流的方式调速时, 既可连续、平滑、大范围地调速, 又不引起额外的能量损耗, 也不需要复杂昂贵的调速设备, 这些优点都是异步电动机所不能比拟的。直流电动机的制动运行是指在不同的运行条件下, 转矩和转速反方向, 转矩对系统起制动作用的各种运行情况, 包括能耗制动运行、反接制动、回馈制动。

直流电机的换向是直流电机制造和运行中的重要问题之一。换向是否良好将直接影响电机的正常使用。直流电机的换向过程是一个比较复杂的过程, 影响换向的因素和产生火花的原因包括电磁、机械、化学、电刷材料、工作环境等诸多方面的原因, 本章仅对影响换向的电磁方面的原因进行了简单分析, 并对改善换向的主要方法进行了介绍。

思考题

4-1 在什么情况下并励电动机的转速特性是下降特性? 在什么情况下为上升特性? 为什么我们宁可要下降特性, 而不要上升特性?

4-2 设有一并励电机接在电网上, 试比较当该机作为发电机运行时和作为电动机运行时的旋转方向。如把外施至并励电动机的电源极性对调, 电动机的旋转方向会不会改变? 如何改变电动机的旋转方向?

4-3 同题 4-2, 但接在电网上的电机为串励电机。

4-4 并励电动机在运行中如励磁回路发生断路将出现什么现象? 为什么并励电动机可以空载运行, 而串励电动机不能空载运行? 当积复励电动机处在上述两种情况下又将如何?

4-5 一台并励电动机, 如果电源电压 U 、励磁电流 I_f 和拖动的负载转矩 T_L 都不变, 若在电枢回路串入适当电阻, 电枢电流会不会改变? 电动机的输入功率和输出功率有没有变, 为什么?

4-6 一台并励电动机, 如果电源电压 U 和拖动的负载转矩 T_L 都不变, 若减小励磁电流, 试问电枢电流、转速, 电动机的输入功率及输出功率将会怎样变化?

4-7 为什么一方面要限制起动电流不致过大, 另一方面又要注意不要把起动电流限制得过小?

4-8 在调速过程中, 电枢电流 I_a 和转速 n 如何变化?

4-9 如何从并励电动机的转速方程式中得出各种可能的调速方法? 讨论各种调速方法的优缺点, 并说明它们的应用范围。

4-10 并励直流电动机的起动电流取决于什么? 正常工作时的电枢电流又取决于什么?

4-11 并励直流电动机在起动时励磁回路断线, 问电机会出现什么后果?

4-12 如何改变以下电机的转动方向: ①串励电动机; ②并励电动机; ③复励电动机。仅仅改变电源的正、负极性, 能使转向改变吗?

4-13 改变励磁回路的电阻调速时, 电动机的最高转速和最低转速受什么因素限制?

4-14 采用调压调速时, 电动机的励磁绕组为什么要接成他励, 如果仍并联在电枢两端会产生什么影响?

4-15 什么叫换向？为什么要改善换向？改善换向的方法有哪些？

习 题

4-1 一台起重机由他励直流电动机拖动， $P_N=11\text{kW}$ ， $U_N=440\text{V}$ ， $I_N=29.5\text{A}$ ， $n_N=730\text{r/min}$ ， $R_a=1.05\Omega$ 。若要求以 -300r/min 的转速下放重物，可以采用哪几种方法实现？

4-2 已知一台直流并励发电机额定数据为： $U_N=230\text{V}$ ， $I_N=15.7\text{A}$ ， $n_N=2000\text{r/min}$ ，电枢回路总电阻 $R_a=1\Omega$ ，励磁回路的电阻 $R_f=610\Omega$ 。已知电刷在几何中心线上，不考虑磁路饱和的影响。现将其改为电动机运行，并联于 220V 电网，当电枢电流与发电机电枢电流相等时，求电动机的转速。

4-3 一台直流并励电动机额定数据为： $U_N=220\text{V}$ ， $I_N=75\text{A}$ ， $n_N=1000\text{r/min}$ ，电枢回路总电阻 $R_a=0.26\Omega$ ，励磁回路的总电阻 $R_f=91\Omega$ 。铁心损耗为 600W ，机械损耗为 198W 。试求：

- (1) 电动机的额定输出转矩；
- (2) 在额定负载时的效率。

4-4 一台直流并励电动机额定数据为： $P_N=17\text{kW}$ ， $U_N=220\text{V}$ ， $I_N=88.9\text{A}$ ， $n_N=3000\text{r/min}$ ，电枢回路总电阻 $R_a=0.0896\Omega$ ，励磁回路的电阻 $R_f=181.5\Omega$ 。忽略电枢反应的影响，试求：

- (1) 电动机的额定输出转矩；
- (2) 在额定负载时的电磁转矩；
- (3) 额定负载时的效率；
- (4) 在理想空载时的转速。

4-5 他励直流电动机额定数据为： $P_N=1.75\text{kW}$ ， $U_N=110\text{V}$ ， $I_N=20.1\text{A}$ ， $n_N=1450\text{r/min}$ 。试求：

- (1) 机械特性；
- (2) 在 50% 额定负载时的转速；
- (3) 转速为 1500r/min 时的电枢电流。

4-6 一台并励直流电动机并联于 220V 电网运行，已知电机支路对数 $a=1$ ，极对数 $p=2$ ，电枢总导体数 $N=372$ ，额定转速 $n_N=1500\text{r/min}$ ，每极磁通为 $1.1\times 10^{-2}\text{Wb}$ ，电枢回路总电阻 $R_a=0.2\Omega$ ，励磁回路的总电阻 $R_f=120\Omega$ ，铁心损耗为 362W ，机械损耗为 240W 。试求：

- (1) 此电机运行于发电机还是电动机状态；
- (2) 电机的电磁转矩；
- (3) 输入功率和效率。

4-7 有一串励电动机，额定功率为 3.5kW ，额定电压为 220V ，该机在满载时的效率为 80% ，电枢回路中的电阻合计为 0.8Ω ，电刷接触电压降为每刷 1V 。如将该机他励，且把转速保持在 1000r/min ，测得磁化曲线数据见表 4-1。

表 4-1

磁化曲线数据

E_0/V	40	80	120	140	160	180	200	220
I_{f0}/A	1.8	3.6	5.7	7.0	8.8	11.3	15.7	22.0

当满载时, 电枢反应的去磁作用相当于励磁电流 1A 时所产生的作用, 并设电枢反应的去磁作用与负载电流成正比。试求:

- (1) 该机在满载时的转速;
- (2) 该机在半载时的转速;
- (3) 当该机转速必须限制在 2000r/min 以下时, 至少应有的负载电流。

4-8 一台长复励接法的复励直流电动机, $P_N=14kW$, $U_N=220V$, $n_N=1600r/min$, $2\Delta U_b=2V$, 额定电枢电流 $I_{aN}=70A$, 电枢回路电阻 $r_a=0.1\Omega$, 并励回路总电阻 $R_{fN}=300\Omega$, 并励绕组每极匝数 $N_f=2800$ 匝。若其他条件不变, 仅把串励绕组反接, 测得当电流 $I_a=70A$, 其转速 $n=1796r/min$ 。试求:

- (1) 该电动机在串励绕组反接前是积复励还是差复励?
- (2) 电枢反应的去磁作用相当于并励励磁电流为多少? (设电枢反应的去磁作用与电枢电流成正比)
- (3) 串励绕组的匝数为多少?

把该机的并励绕组改由他励且将转速保持在 1600r/min 下测得的空载特性见表 4-2。

表 4-2

空 载 特 性

I_f/A	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
U_0/V	110	140	168	188	204	218	231	240

第二篇 变 压 器

变压器是一种静止的电气设备,是利用电磁感应原理把一种电压的交流电能转变成频率相同的另一种电压的交流电能。变压器结构简单。它的基本理论和分析方法,对研究交流电机特别是异步电机十分有用。

电力变压器是电力系统中重要设备之一,它对电能的经济传输、灵活分配和安全使用具有重要意义。此外,变压器在电能的测试、控制和特殊用电设备上应用也很广泛。

本篇主要研究一般用途的电力变压器。首先介绍变压器的结构;然后着重分析变压器的运行原理与特性、三相变压器的连接组和变压器的并联运行;最后对三绕组变压器、自耦变压器和仪用互感器等作简要介绍。

第五章 变压器的用途、分类与结构

第一节 变压器的用途和分类

一、变压器的用途

变压器将一种形式的交流电能改变成另一种形式的交流电能,其形式的改变是多种多样的。通常用来改变电压和电流;但是在一些特殊场合也可以用来改变等效阻抗或电源相数、频率等。

变压器工作原理的基础是电磁感应定律。两个互相绝缘的绕组套在同一个铁心上,绕组

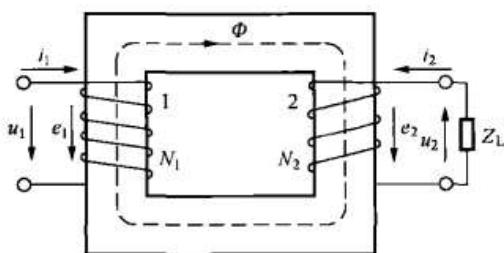


图 5-1 变压器的工作原理

之间只有磁的耦合而没有电的联系,如图 5-1 所示。其中绕组 1 接交流电源,称为一次绕组;绕组 2 接负载,称为二次绕组。当一次绕组接到交流电源时,绕组中便有交流电流流过,并在铁心中产生与外加电压频率相同的交变磁通。这个交变磁通同时交链着一、二次绕组。根据电磁感应定律,交变磁通在一、二次绕组中感应出相同频率的电动势。

二次侧有了电动势,便向负载输出电能。由于感应电动势的大小与绕组的匝数成正比,因此,改变一、二次绕组的匝数即可改变二次绕组的电压,实现了不同电压等级下的电能传递。变压器也因此而得名。

设一、二次线圈匝数分别为 N_1 、 N_2 。根据电磁感应现象,电能可从一次侧传送到二次侧,但一、二次侧具有不同的电压和电流。设变压器的变比为 $k=N_1/N_2$,则由分析可知, $U_1 \approx kU_2$, $I_1 \approx I_2/k$ 。所以利用变压器可以在传输电能的同时改变其电压和电流。在大电力系统中,如图 5-2 所示,要把电能从发电厂输送到远方的用电区,需要采用高电压输电,因为输送功率一定时,电压提高则相应地电流减小,线路中的电流愈小,线路的用铜量、电

压降落和电能损耗也就愈小。由于发电机的电压通常不能做得很高（一般为 $10.5 \sim 20\text{kV}$ ），因此，需要用升压变压器将该电压升高到 220 、 500kV 或更高电压进行电能传输，电能输送到用电地区后，用降压变压器将电压降低到配电电压再送到各用电区，最后再经配电变压器降压到用户所需的电压等级，供各种动力和照明设备使用。

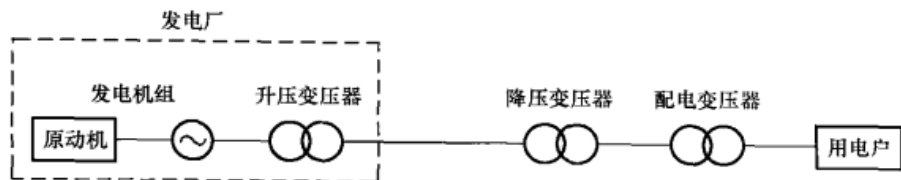


图 5-2 变压器在电能传输、分配中的应用示意图

利用变压器还可以改变电源的相数，如三相变两相、三相变六相或十二相。采用特殊结构的变压器，甚至还可以改变电源的频率。所以，变压器是一种交流电能的交换设备，其变换的形式及相应的用途是多种多样的。

二、变压器的分类

变压器的种类很多，可按其用途、结构、相数、冷却方式等来进行分类。

按用途分类，可将其分为电力变压器、仪用互感器、特种变压器等。其中电力变压器主要用在电力系统中，可分为升压变压器、降压变压器、联络变压器等，电力变压器按容量大小通常分为小型变压器（容量为 $10 \sim 630\text{kVA}$ ）、中型变压器（容量为 $800 \sim 6300\text{kVA}$ ）、大型变压器（容量为 $8000 \sim 63000\text{kVA}$ ）和特大型变压器（容量在 90000kVA 及以上）。仪用互感器主要用在测量和保护系统，可分为电压互感器和电流互感器；特种变压器用在一些特殊的场合，如调压变压器、试验变压器、电炉变压器、整流变压器、电焊变压器等。

按绕组数目分类，可将其分为双绕组变压器、三绕组变压器、多绕组变压器和自耦变压器。

按铁心结构分类，可将其分为心式变压器和壳式变压器。

按相数分类，可将其分为单相变压器、三相变压器和多相变压器。

按冷却介质和冷却方式分类，可将其分为油浸式变压器（包括油浸自冷式、油浸风冷式、油浸强迫油循环式）；干式变压器；充气式变压器。

第二节 电力变压器的基本结构

图 5-3 所示为一台双绕组变压器的示意图。通常电力变压器为油浸式变压器。铁心和绕组都浸放在盛满变压器油的油箱之中，各绕组的端点通过绝缘套管而引到油箱的外面，以便与外线路连接。电力变压器主要由五部分组成：①铁心；②带有绝缘的绕组；③变压器油；④油箱；⑤绝缘套管。以下将对每一部分分别加以叙述。

一、铁心

变压器的铁心是变压器的磁路。由于

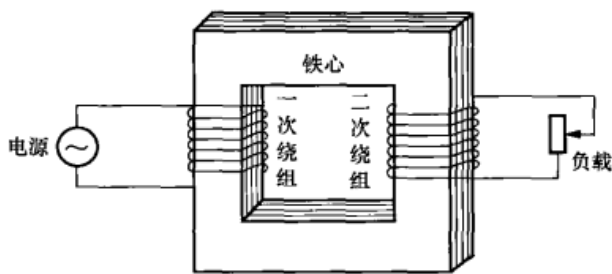


图 5-3 一台双绕组变压器的示意图

变压器铁心中的磁通为交变磁通,为了减小涡流损失,变压器的铁心用电工钢片叠成。钢片的厚度为 $0.25 \sim 0.5\text{mm}$,在每片钢片涂一层绝缘漆。变压器的铁心平面如图 5-4 所示,图 5-4 (a) 为单相变压器铁心,图 5-4 (b) 为三相变压器铁心。铁心结构可分为两部分,C 为套线圈的部分,称为铁心柱;Y 为用来闭合磁路部分,称为铁轭。一般单相变压器有两个铁心柱,三相变压器有三个铁心柱。

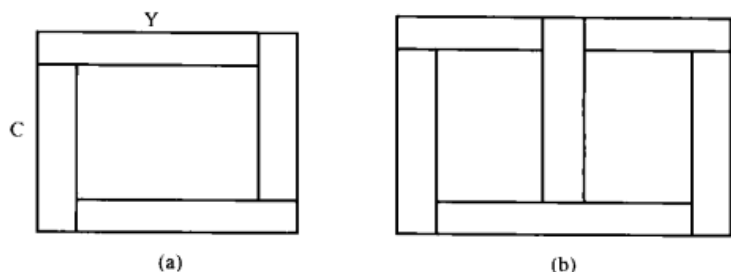


图 5-4 变压器的铁心平面图
(a) 单相变压器; (b) 三相变压器

组成铁心的钢片应先裁成所需要的形状和尺寸,称为冲片,然后按交叠方式把冲片组合起来。图 5-5 (a) 所示为单相变压器的铁心,每层由四片冲片组合而成。图 5-5 (b) 所示为三相变压器的铁心,每层由六片冲片组合而成,每两层的冲片组合应有不同的排列方法,使各层磁路的接缝处互相错开,

这种装配方式称为交叠(或错叠)装配。交叠装配可以避免所有接缝集中在一起形成气隙而增大磁阻,且因各层冲片交错镶嵌,所以在把铁心压紧时可以少用紧固件而使结构简单。

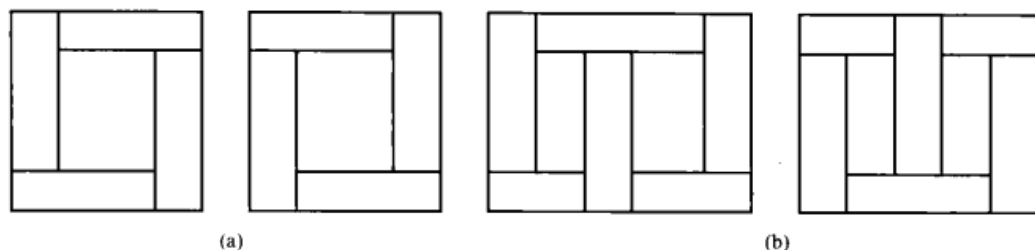


图 5-5 变压器的铁心交叠装配图
(a) 单相变压器; (b) 三相变压器

装配时常分两步进行。首先,将冲片交叠装配成整体铁心,然后将下铁轭夹紧,抽去上铁轭冲片使铁心柱露出,将预制好的绕组套在铁心柱上,最后再把抽出的上铁轭冲片镶入。

只有当变压器的容量很小时,铁心柱的截面才用正方形。当变压器的容量较大时,为了充分利用空间,可将铁心截面分为两级或多级,如图 5-6 所示,图 5-6 (a) 为正方形铁心;图 5-6 (b) 为两级铁心柱。变压器容量愈大,铁心截面积愈大,所用的级数也愈多,如图 5-6 (c) 所示为多级铁心柱。例如,当铁心柱的外接直径为 100mm ,常用 4 级铁心柱;直径愈大,可用的级数也愈多。例如当直径达 1000mm 时,铁心截面的级数可达 17 级。

在容量较大的变压器中,为保证铁心温度不致太高,在铁心的叠片之间常设置油槽,以增强散热效果。油槽分两种,一种与钢片平行,如图 5-7 (a) 所示;一种与钢片垂直,如图 5-7 (b) 所示。后一种布置方式散热效果较好,但结构较为复杂。

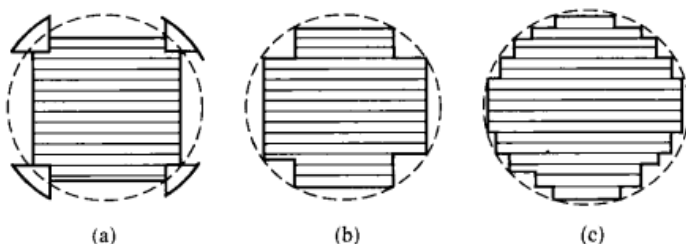


图 5-6 铁心柱的截面
(a) 正方形铁心柱; (b) 两级铁心柱; (c) 多级铁心柱

二、绕组

变压器绕组的基本型式有同心式和交叠式两种，心式变压器常用同心式绕组，铁壳式变压器常用交叠式绕组。

图 5-8 所示为同心式绕组，高压绕组和低压绕组均做成圆筒形；然后同心地套在铁心柱上，每个铁柱上都套有高压绕组和低压绕组。为了绝缘方便，低压绕组分为两部分，分别套在两边的铁心柱上，但在电路上可以串联或并联。同心式绕组尚有多种不同的结构形式，这里不再赘述。

交叠式绕组又称为饼式绕组，如图 5-9 所示，高压绕组和低压绕组各分为若干个线饼，沿着铁心柱的高度交错地排列着，这种变压器的铁心柱在中间，铁轭在两旁环绕，且把绕组包围起来。为了对称起见，也为了使高压绕组和低压绕组离铁轭远一些以便于绝缘，高压绕组分为两个线饼，低压绕组分为一个线饼和两个“半线饼”。靠近上下铁轭处的线饼为低压“半线饼”，其匝数为位于中间的低压线饼匝数的一半。交叠式绕组仅用于铁壳式变压器，故应用不多。

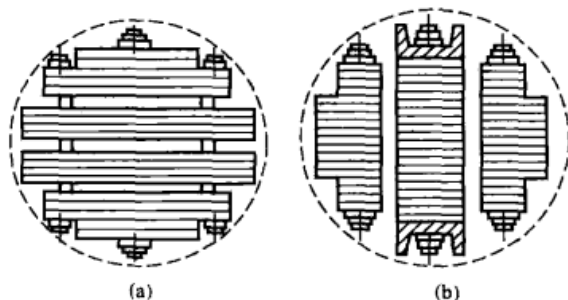


图 5-7 铁心中的油槽

(a) 油槽与钢片平行；(b) 油槽与钢片垂直

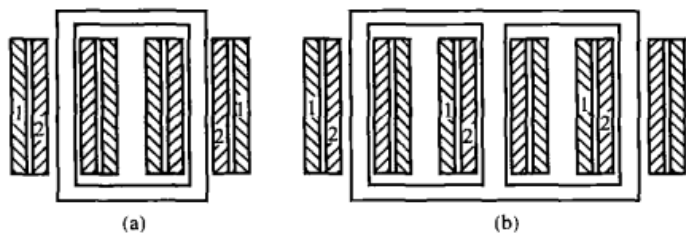


图 5-8 同心式圆筒形绕组

(a) 单相变压器；(b) 三相变压器

1—高压绕组；2—低压绕组

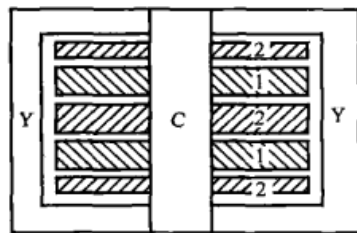


图 5-9 铁壳式变压器交叠绕组

1—高压绕组；2—低压绕组

心式变压器制造工艺比较简单，高压绕组与铁心柱的距离较远，绝缘较易。铁壳式变压器结构比较坚固，制造工艺复杂，高压绕组与铁心柱的距离较近，绝缘也比较困难。因此，应用于电力系统中的各种变压器都用铁心式。铁壳式变压器通常应用于电压很低而电流很大的特殊场合，例如，电炉变压器，巨大的电流流过绕组将使绕组受到巨大的电磁力，铁壳式结构可以加强对绕组的机械支撑，使其能承受较大的电磁力。

三、变压器油

一般装配好的电力变压器铁心和绕组都必须浸入变压器油中，构成油浸式变压器，如图 5-10 所示。变压器油有两个作用：①绝缘。由于变压器油有较大的介质常数，可以增强绝缘。②散热。铁心和绕组中由于损耗而发出热量，通过油在受热后的对流作用把热量传送到铁箱表面，再由铁箱表面散逸到四周。变压器油为矿物油，由石油分馏得来。在选用变压器油时，应注意它的一般性能，如介电强度、黏度、着火点及杂质（如酸、碱、水分、灰尘、纤维等）含量是否符合国家标准。少量水分的存在，会使变压器油的绝缘性能大为降低。因此，防止潮气浸入油中是十分重要的。

四、油箱

电力变压器的油箱一般都做成椭圆形，使得它的机械强度较高，而且所需油量较少。为

为了防止潮气浸入,希望油箱内部与外界空气隔离。但是,不透气是做不到的。因为当油受热后,它会膨胀,便把油箱中的空气逐出油箱;当油冷却的时候,它会收缩,又从箱外吸进含有潮气的空气,这种现象称为呼吸作用。为了减小油与空气的接触面积以降低油的氧化速度和浸入变压器油的水分,在油箱上面安装一储油器(也称膨胀器或油枕)。储油器为一圆筒形容器,横装在油箱上,用管道与变压器的油箱接通,使油面的升降限制在储油器中。储油器油面上部的空气由一通气管道与外部自由流通。在通气管道中存放有氯化钙等干燥剂,空气中的水分大部分被干燥剂吸收。储油器的外侧还安装有油位表以观察储油器中油面的高低。变压器油箱上的储油器和排气管如图 5-11 所示。

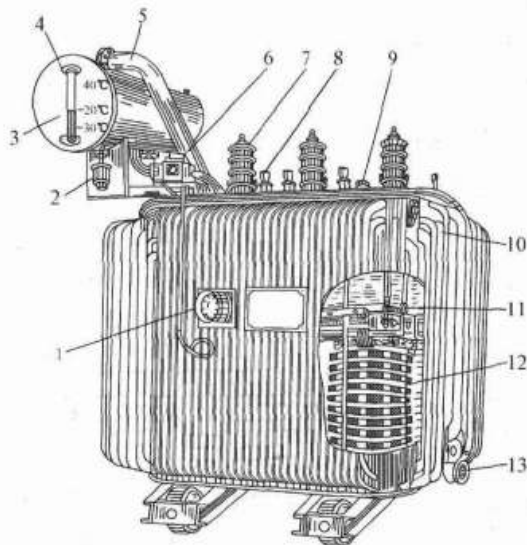


图 5-10 油浸式电力变压器

- 1—信号式温度计; 2—吸湿器; 3—储油柜; 4—油表;
5—安全气道; 6—气体继电器; 7—高压套管; 8—低压
套管; 9—分接开关; 10—油箱; 11—铁心;
12—线圈; 13—放油阀门

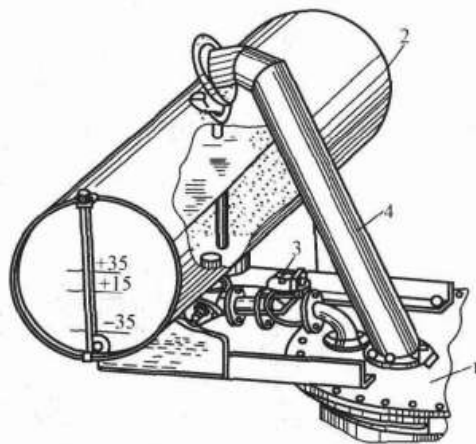


图 5-11 储油器和排气管

- 1—油箱; 2—储油柜; 3—气体
继电器; 4—排气管

在油箱顶盖上还装有一排气管(也称安全气道),它是作为保护变压器油箱用的,如图 5-11 中的 4,它是一个长钢管,上端部装有一定厚度的玻璃板以和外界空气隔绝。当变压器内部发生严重事故而有大量气体形成时,油管内的压力增加,油流和气体将冲破玻璃板向外喷出,以免油箱受到强烈的压力而爆裂。

在储油器与油箱的油路通道间常装有气体继电器,如图 5-11 中的 3。当变压器内部发生故障产生气体或油箱漏油使油面下降过多时,它可以发出报警信号或自动切断变压器电源。

随着变压器容量的增大,对散热的要求也将不断提高,油箱形式也要与之相适应。容量很小的变压器可用平滑油箱;容量较大时需增大散热面积而采用管形油箱;容量很大时用散热器油箱。

五、绝缘套管

绝缘套管由两部分(中心导电杆与瓷套)组成。导电杆穿过变压器油箱,在油箱内的一端与线圈的端点连接,在外面的一端与外线路连接。如电压等级不高,简单的瓷质套管能承担绝缘。随着电压等级的提高,套管的结构愈为复杂,尺寸也愈大。为了加强绝缘能力,在

瓷套和导电杆间留有一道充油层,这种套管称为充油套管。当电压等级更高时,在瓷套内腔中除了充油外,常环绕着导电杆包上几层绝缘纸筒,在每个绝缘纸筒上贴附有一层铝箔,如此,则沿着套管的径向距离,绝缘层和铝箔层构成串联电容器,使瓷套与导电杆间的电场分布均匀,能承受较高的电压。图 5-10 中变压器油箱顶上的为瓷质套管。

第三节 变压器发热、升温与冷却

一、变压器发热、升温

变压器运行时,绕组有铜损耗,铁心有铁损耗(磁滞损耗和附加损耗)以及各种附加损耗,这些损耗,一方面影响变压器运行时的效率,另一方面转变为热能,其中一部分使变压器本身的温度升高外,另一部分散发到周围的介质里去。

运行中的变压器,各部分温度的高低对绝缘材料有很大的影响。温度太高,会损坏绝缘材料,使它失去绝缘能力或者缩短使用寿命。当然,也不能认为温度越低越好,因为各种绝缘材料都有其允许的工作温度,如果在较低的温度下工作,说明绝缘材料没有被充分利用,很不经济。

决定变压器运行时温度高低的因素有两个:一是变压器产生的总损耗;二是变压器的散热能力。当变压器的发热能量与散热能量相等时,变压器各部分的温度就达到了稳定值。这时变压器中某部分的温度与周围冷却介质温度之差称为该部分的温升。变压器带额定负载长期运行时,各部分的温升都不应该超过国家标准规定的数值,这样就可以保证变压器能够正常工作一定的年限(20~30年)。我国规定了变压的最高环境温度为 40°C 。温升都是指比环境温度 40°C 高出的温度值。

变压器的绕组均为 A 级绝缘。根据我国的气候情况,国家标准规定以 $+40^{\circ}\text{C}$ 作为周围环境空气的最高温度,并据此规定变压器各部分的容许温升如表 5-1 所示。

二、冷却系统

变压器运行时,铁心和绕组中的损耗转化为热量,引起各部分的发热使温度升高,借助于温差使热量向周围冷却介质散发出去。当发热与散热达到平衡时,各部分温度即趋于稳定。变压器的散热主要靠对流和辐射,其散热量约与温差成正比。随变压器容量的增大,冷却方式有所不同,油浸式电力变压器的冷却方式大致分为以下几种。

表 5-1 变压器的容许温升

变压器的各部分	最高温度($^{\circ}\text{C}$)	测量方法
绕组	65	电阻法
铁心表面	70	温度计法
油(顶层)	55	温度计法

(一) 油浸自冷却

这种冷却方式依靠油箱壁的辐射和变压器周围的空气自然对流,把热量从油箱的冷却表面带走。一般容量在 10kVA 以下用平板式油箱;较大容量的变压器采用波形板油箱或在油箱壁上焊有散热油管,以增强散热面积和散热能力。 3000kVA 以上变压器装有可拆卸的散热器。

(二) 油浸风冷式

容量 10000kVA 以上的变压器在散热器上装有强力通风装置(电风扇)来改善散热

条件。

(三) 强迫油循环冷却

这是经过油泵把变压器热油抽到油箱外专门的冷却器中，在冷却器内经过吹风冷却或水冷却后再重新送回油箱。这种冷却方式可提高变压器的容量，但因其结构复杂，只用于巨型变压器。

第四节 变压器的额定值

制造厂根据国家标准和设计、试验数据规定变压器的正常运行状态，称为额定运行情况。表征额定运行情况下各物理量的数值称为额定值。额定值通常标注在变压器的铭牌上。变压器的额定值主要有以下几项。

一、额定容量 S_N

额定容量是指额定运行时的视在功率。以 VA、kVA 或 MVA 表示。由于变压器的效率很高，通常一、二次侧的额定容量设计成相等。

二、额定电压 U_{1N} 和 U_{2N}

正常运行规定加在一次侧的端电压称为变压器一次侧的额定电压 U_{1N} 。二次侧的额定电压 U_{2N} 是指变压器一次侧加额定电压时二次侧的空载电压。额定电压以 V 或 kV 表示。对三相变压器，额定电压是指线电压。

三、额定电流 I_{1N} 和 I_{2N}

根据额定容量和额定电压计算出的线电流，称为额定电流，以 A 表示。

对单相变压器

$$I_{1N} = \frac{S_N}{U_{1N}}; \quad I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}}$$

对三相变压器

$$I_{1N} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{1N}}; \quad I_{2N} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_{2N}}$$

四、额定频率 f_N

我国规定工业频率为 50Hz。

此外，额定运行时的效率、温升等数据也是额定值。

除额定值外，变压器的相数、绕组连接方式及连接组别、短路电压、运行方式和冷却方式等均标注在铭牌上。

本章小结

变压器是把一种形式的交流电能变换为另一种形式的交流电能的装置。变压器的基本工作原理是电磁感应定律，一、二次绕组间的能量传递以磁场作为媒介。因此，变压器的关键部件是具有高导磁性能的闭合铁心和套在铁心柱上的一、二次绕组，称之为变压器的器身。其他主要部分还有油箱、变压器油和绝缘套管等。

变压器工作时在铁心中产生铁心损耗，在绕组中产生铜损耗和在金属构件中产生附加损

耗等，所有损耗都转化为热量。通常将铁心和绕组浸在变压器油中，以利于热量的发散。根据散热要求，采取不同的散热方式和不同的油箱结构形式。

变压器铭牌上给出额定容量、额定电压、额定电流以及额定频率等，应理解它们的定义及相互间的关系。

思考题

- 5-1 为什么电力系统中广泛地应用变压器？试举例说明变压器在实际应用的例子。
- 5-2 变压器有哪些主要部件？各起什么作用？
- 5-3 铁心在变压器中起什么作用？如何减少铁心中的损耗？
- 5-4 变压器运行时，热量主要来源于哪些部分？为什么用温升而不直接用温度表示变压器的发热程度？变压器的温升与哪些因素有关？
- 5-5 变压器有哪些主要额定值？一、二次额定电压的含义是什么？

习题

- 5-1 一台单相变压器， $S_N=5000\text{kVA}$ ， $U_{1N}/U_{2N}=10/6.3\text{kV}$ ，试求一、二次侧的额定电流。
- 5-2 一台三相变压器， $S_N=5000\text{kVA}$ ， $U_{1N}/U_{2N}=35/10.5\text{kV}$ ，Yd 连接，试求一、二次侧的额定电流。

第六章 变压器的运行原理和特性

变压器的用途广泛, 类型繁多且结构也不完全相同, 但其基本原理是一致的。本章主要阐述电力变压器的基本原理和电磁关系, 推导出基本方程式、等效电路, 画出相量图。在此基础上分析其稳态运行特性。本章所表述的基本原理是变压器理论的核心部分, 虽然讨论的对象是单相变压器, 但所有分析讨论的结果都适用于三相变压器在对称运行时每一相的运行情形。因为在对称运行时, 三相变压器各相的电压和电流大小相等, 相位互差 120° 。在具体分析时, 将从变压器的空载运行开始, 然后再分析负载运行。

第一节 变压器的空载运行

变压器一次绕组接到额定电压、额定频率的电源上, 二次绕组开路时的运行状态叫做空载运行。图 6-1 所示为单相变压器空载运行的示意图。一、二次侧电路的各物理量和参数分别用下标“1”和“2”标注, 以示区别。

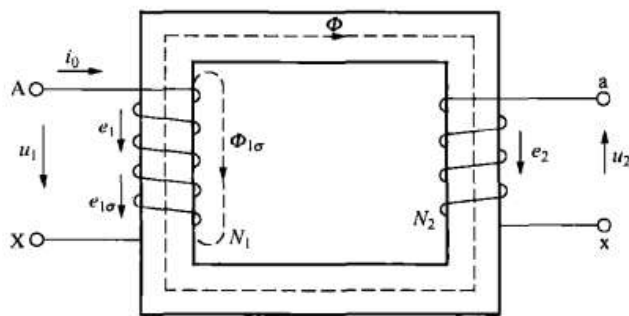


图 6-1 单相变压器空载运行示意图

一、空载运行时的物理现象

如图 6-1 所示, 当一次绕组接上电源后, 绕组中便有电流流过, 称为空载电流 i_0 。 i_0 在一次绕组中产生交变磁动势 $F_0 = i_0 N_1$, 并建立起交变磁通。该磁通可分为两部分: 一部分沿铁心闭合, 同时交链一、二次绕组, 称为主磁通 Φ ; 另一部分只交链一次绕组, 经一次绕组附近的空气闭合, 称为一次绕组的漏磁通 $\Phi_{l\sigma}$ 。由于铁心的磁导率远比铁心外非铁磁材料的磁导率大, 故总磁通中的绝大部分是主磁通, 而漏磁通只占总磁通的小部分 ($0.1\% \sim 0.2\%$)。主磁通和漏磁通都是交变磁通。根据电磁感应定律, 主磁通 Φ 将在一、二次绕组中感应电动势 e_1 、 e_2 , $\Phi_{l\sigma}$ 将在一次绕组中感应电动势 $e_{1\sigma}$ 。此外, 空载电流 i_0 还在一次绕组中产生电阻压降 $i_0 R_1$ 。这就是变压器空载运行时的电磁物理现象。

主磁通和漏磁通在性质上有着明显的不同: ①由于铁磁材料有饱和现象, 所以主磁路的磁阻不是常数, 主磁通与建立它的电流之间呈非线性关系。而漏磁通的磁路大部分是非铁磁材料组成, 所以漏磁路的磁阻基本上是常数, 漏磁通与产生它的电流呈线性关系。②主磁通在一、二次绕组中均感应电动势, 当二次侧接上负载时便有电功率向负载输出, 故主磁通起传递能量的作用。而漏磁通仅在一次绕组中感应电动势, 不能传递能量, 仅起压降作用。因此, 在分析变压器和交流电机时常将主磁通和漏磁通分开处理。

二、正方向规定

变压器中各电磁量都是时间的正弦或余弦函数, 要建立它们之间的相互关系, 必须先规

定各量的正方向。从原理上讲,正方向可以任意选择,因各物理量的变化规律是一定的,并不依正方向的选择不同而改变。但正方向规定不同,列出的电磁方程式和绘制的相量图也不同。通常按习惯方式规定正方向,称为惯例。具体原则如下:

(1) 在负载支路,电流的正方向与电压降的正方向一致;而在电源支路,电流的正方向与电动势的正方向一致;

(2) 磁通的正方向与产生它的电流的正方向符合右手螺旋定则;

(3) 感应电动势的正方向与产生它的磁通的正方向符合右手螺旋定则。

根据这些原则,变压器各物理量的正方向规定如图 6-2 所示。图 6-2 中电压 \dot{U}_1 、 \dot{U}_2 的正方向表示电位降低,电动势 \dot{E}_1 、 \dot{E}_2 的正方向表示电位升高。在一次侧, \dot{U}_1 由首端指向末端, \dot{I}_1 从首端流入。当 \dot{U}_1 与 \dot{I}_1 同时为正或同时为负时,表示电功率从电源输入到一次侧,称为电动机

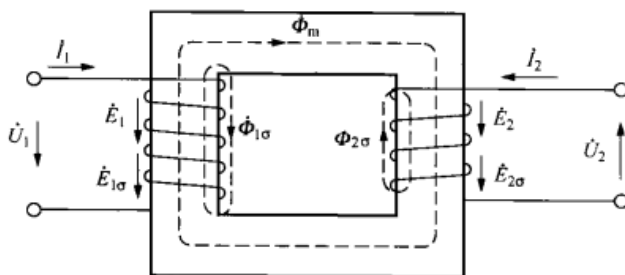


图 6-2 变压器的正方向规定

惯例。在二次侧, \dot{U}_2 和 \dot{I}_2 的正方向是由 \dot{E}_2 的正方向决定的。当 \dot{U}_2 与 \dot{I}_2 同时为正或同时为负时,电功率从二次侧输出,称为发电机惯例。

三、空载时的电磁关系

(一) 电动势与磁通的关系

假定主磁通按正弦规律变化,即

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t \quad (6-1)$$

式中: Φ_m 为主磁通最大值, $\omega = 2\pi f$ 为角频率。

根据电磁感应定律和图 6-2 正方向规定,一、二次绕组中感应电动势的瞬时值为

$$e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt} = -\omega N_1 \Phi_m \cos \omega t = \sqrt{2} E_1 \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (6-2)$$

$$e_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -\omega N_2 \Phi_m \cos \omega t = \sqrt{2} E_2 \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (6-3)$$

$$e_{1\sigma} = -N_1 \frac{d\Phi_{1\sigma}}{dt} = -\omega N_1 \Phi_{1\sigma m} \cos \omega t = \sqrt{2} E_{1\sigma} \sin(\omega t - 90^\circ) \quad (6-4)$$

$$E_1 = \frac{\omega N_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_1 \Phi_m \quad (6-5)$$

$$E_2 = \frac{\omega N_2 \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_2 \Phi_m \quad (6-6)$$

$$E_{1\sigma} = \frac{\omega N_1 \Phi_{1\sigma m}}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_1 \Phi_{1\sigma m} \quad (6-7)$$

式中: E_1 、 E_2 分别为主磁通在一、二次绕组中感应电动势的有效值; N_1 、 N_2 分别为一、二次绕组的匝数; f 为电源的频率; $E_{1\sigma}$ 为一次绕组漏磁感应电动势的有效值; $\Phi_{1\sigma m}$ 为一次绕组漏磁通的最大值。

(二) 电动势平衡方程式

按图 6-2 规定的正方向,空载时一次侧的电动势平衡方程式为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 - \dot{E}_{1\sigma} + \dot{I}_0 R_1 \quad (6-8)$$

式中: R_1 是一次绕组的电阻, 其数值一般很小且为常数。

将 $\dot{E}_{1\sigma}$ 写成压降的形式

$$\dot{E}_{1\sigma} = -j\omega L_{1\sigma} \dot{I}_0 = -jX_1 \dot{I}_0 \quad (6-9)$$

式中: $L_{1\sigma}$ 为一次绕组的漏电感, $L_{1\sigma} = \frac{N_1 \Phi_{1\sigma m}}{\sqrt{2} I_0}$; X_1 为一次绕组的漏电抗, 其数值很小且为常数, $X_1 = \omega L_{1\sigma}$ 。

将式 (6-9) 代入式 (6-8) 可得

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 R_1 + j\dot{I}_0 X_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 \quad (6-10)$$

式中: Z_1 为一次绕组的漏阻抗, $Z_1 = R_1 + jX_1$ 。

对于电力变压器, 空载时一次绕组的漏阻抗压降 $I_0 Z_1$ 很小, 其数值不超过 U_1 的 0.2%, 将 $I_0 Z_1$ 忽略, 则式 (6-10) 变成

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 \quad \text{或} \quad U_1 = E_1 \quad (6-11)$$

在二次侧, 由于 $\dot{I}_2 = 0$, 则二次侧的感应电动势 \dot{E}_2 等于二次侧的空载电压 \dot{U}_{20} , 即

$$\dot{U}_{20} = \dot{E}_2 \quad (6-12)$$

(三) 变压器的变比

在变压器中, 一、二次绕组的感应电动势 E_1 和 E_2 之比称为变压器的变比, 用 k 表示, 即

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{4.44 f N_1 \Phi_m}{4.44 f N_2 \Phi_m} = \frac{N_1}{N_2} \quad (6-13)$$

式 (6-13) 表明, 变压器的变比等于一、二次侧绕组的匝数比。当变压器空载运行时, 由于 $U_1 \approx E_1$, $U_{20} = E_2$, 故可近似地用空载运行时一、二次侧的电压比来作为变压器的变比, 即

$$k \approx \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{U_{1N}}{U_{2N}} \quad (6-14)$$

对于三相变压器, 变比是指一、二次相电动势之比, 也就是额定相电压之比。

四、空载电流

变压器空载运行时一次绕组中的电流 i_0 主要用来产生磁场, 所以又称为励磁电流 i_m 。

(一) 铁心饱和的影响

当不考虑铁心损耗时, 励磁电流是纯磁化电流, 用 i_μ 来表示。由于磁路有饱和现象, 磁化电流 i_μ 与它产生的磁通 Φ 之间的关系是非线性的, 磁通 Φ 波形如图 6-3 所示。当电源电压 \dot{U}_1 随时间按正弦规律变化时, 电动势 e_1 、磁通 Φ 都按正弦规律变化, 只是相位不同而已。

设计变压器时, 为了充分利用铁磁材料, 使额定运行时主磁通幅值 Φ_m 运行在图 6-3 中曲线 $\Phi = f(i_0)$ 的 B 点 (称为膝点), 则对应励磁电流幅值为 I_{0m} 。这样, 随时间正弦变化的主磁通 Φ 查图 6-3 曲线 $\Phi = f(i_0)$, 求出对应的励磁电流 i_0 , 其波形偏离了正弦形, 而呈现尖顶波形, 如图 6-3 中横轴下 $i_0 = f(\omega t)$ 所示。经分析, 呈尖顶波变化的励磁电流可以分解为基波 (与主磁通 Φ 同频率) 及 3, 5, 7, ... 一系列奇次高次谐波, 如图 6-4 所示,

图中仅画出基波励磁电流 i_{01} 和 3 次谐波励磁电流 i_{03} 。这就是说, 由于铁磁材料磁化曲线的非线性关系, 要在变压器中建立正弦波磁通, 励磁电流必须包含 3 次谐波分量。

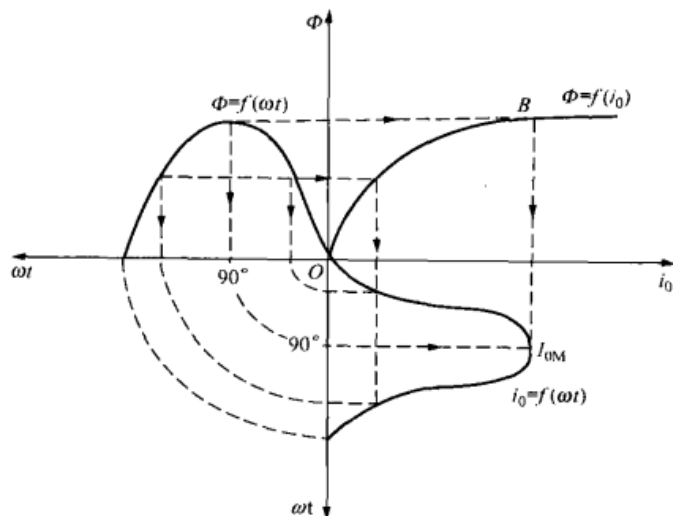


图 6-3 不考虑磁滞时励磁电流波形

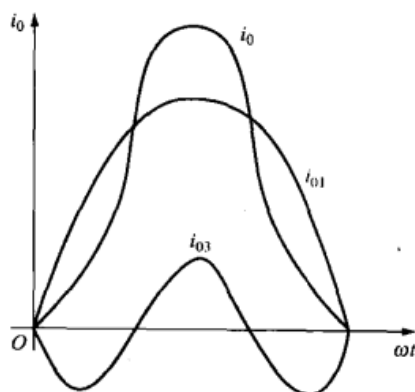


图 6-4 尖顶波励磁电流分解为基波及 3 次谐波电流

(二) 铁心损耗的影响

铁心磁路除了饱和外, 还有磁滞现象, 即磁化曲线不是单一的, 上升、下降特性不重合, 呈磁滞回线, 如图 6-5 所示。这种情况不同时刻磁通 Φ 瞬时值虽然一样, 而对应的励磁电流却不相同。例如, 图 6-5 中, 在 $(\omega t)'$ 瞬间, 磁通 Φ' (趋于增大阶段) 对应的励磁电流为 i_0' , 在 $(\omega t)''$ 瞬间, 还是同一大小的磁通 Φ' (趋于减小阶段) 对应的励磁电流则为 i_0'' , $i_0' > i_0''$, 励磁电流半波波形非对称。此外, 励磁电流 i_0 波形还超前磁通 Φ 波形一个角度。这个角度的出现, 说明磁滞现象在铁心引起了损耗, 叫磁滞损耗。实际上, 交变的磁通还会在铁心中产生涡流损耗。涡流损耗也能使励磁电流 i_0 波形超前磁通波形。把磁滞损耗和涡流损耗统称为变压器铁损耗, 用 p_{Fe} 表示。由于铁损耗的存在, 使励磁电流波形超前主磁通波形的角度称为铁损耗角, 用 α 表示。

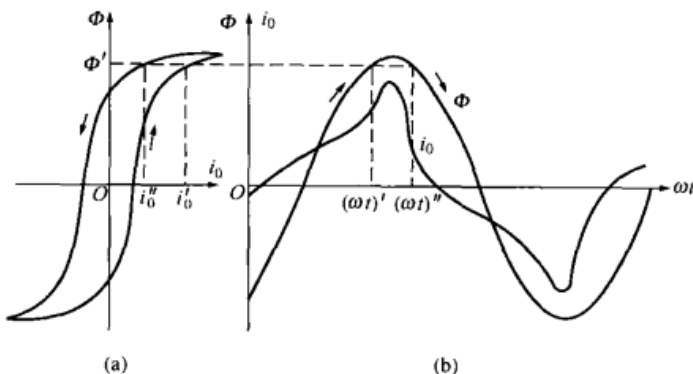


图 6-5 考虑磁滞时励磁电流波形

上述励磁电流 i_0 波形非正弦, 不能用相量表示。工程上用等效正弦波概念来表征实际励磁电流 i_0 , 并用相量 I_0 表示。即该相量旋转角频率为 ω , 有效值为

$$I_0 = \sqrt{I_{01}^2 + I_{03}^2 + I_{05}^2 + \dots} \quad (6-15)$$

式中: I_{01} 、 I_{03} 、 I_{05} 分别为 1、3、5 次谐波分量的有效值。

当考虑铁心损耗和磁滞损耗时, 励磁电流中应包含两个分量: 有功分量 \dot{I}_{Fe} 和无功分量 \dot{I}_{μ} , 即

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_\mu + \dot{I}_{Fe} \quad (6-16)$$

或

$$I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{Fe}^2} \quad (6-17)$$

这时励磁电流 \dot{I}_0 将超前磁通一相位角 α ，如图 6-6 所示。

从图 6-6 可以看出，励磁电流中有功分量 \dot{I}_{Fe} 与 $-\dot{E}_1$ 同相位，无功分量 \dot{I}_μ 滞后 $-\dot{E}_1 90^\circ$ ，引用两组电路参数 g_m 和 b_m 或 R_m 和 X_m ，参数 R_m (g_m) 是对应于铁损耗的等效电阻 (电导)，称为励磁电阻； X_m (b_m) 对应于主磁路磁导的电抗 (电纳)，称为励磁电抗 (电纳)。 R_m 、 X_m 、 g_m 、 b_m 与 \dot{I}_{Fe} 、 \dot{I}_μ 关系如下

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_\mu + \dot{I}_{Fe} = (-\dot{E}_1)(g_m - jb_m) \quad (6-18)$$

$$R_m = \frac{g_m}{g_m^2 + b_m^2}; \quad X_m = \frac{b_m}{g_m^2 + b_m^2}; \quad Z_m = R_m + jX_m \quad (6-19)$$

励磁特性的等效电路模型如图 6-7 所示。 R_m 、 X_m 受铁心饱和的影响，不是常数。当频率一定时，若外加电压升高，则主磁通 Φ_m 增大，铁心饱和程度增加， X_m 减小。同时铁损耗 p_{Fe} 增大。但 p_{Fe} 增大的程度比 I_0^2 增大的程度小，由于 $p_{Fe} = I_0^2 R_m$ ，则 R_m 也减小。反之，若外加电压降低，则 X_m 和 R_m 增大。因此， R_m 、 X_m 均不是常数。但通常外加电压是一定的，在正常运行范围内 (从空载到满载) 主磁通基本不变，磁路的饱和程度也近似不变，因而 R_m 、 X_m 可看作常数。

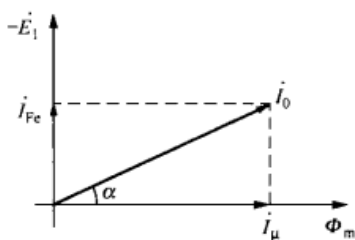


图 6-6 励磁电流、磁通等相量图

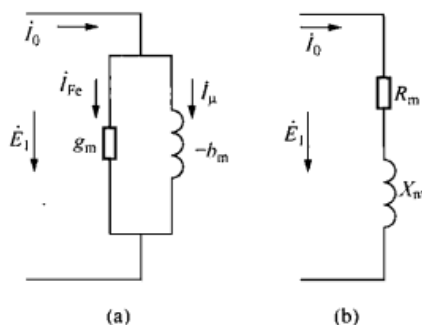


图 6-7 励磁等效电路

(a) 导纳电路；(b) 阻抗电路

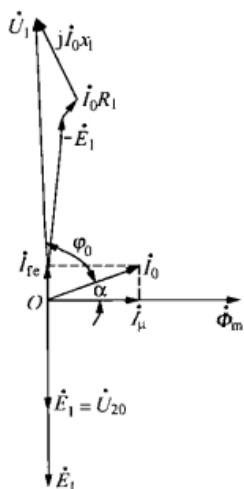


图 6-8 变压器空载运行时的相量图

五、空载时的相量图和等效电路

以上逐项分析了各物理量、励磁电流的性质及其组成，对磁化电流的波形进行了合理等效，且引进参数 Z_m 以表示主磁通对电路的影响，又引进漏抗参数 X_1 以表示漏磁通对电路的影响，最终把变压器空载运行时的全部电磁现象演变成一具有复数形式的电路方程。据此

励磁电流

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_\mu + \dot{I}_{Fe}$$

励磁支路电压降

$$-\dot{E}_1 = \dot{I}_0 Z_m$$

一次侧电压平衡方程

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 R_1 + j\dot{I}_0 X_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1$$

二次侧电压平衡方程

$$\dot{U}_{20} = \dot{E}_2$$

由此可绘出变压器空载运行时的相量图如图 6-8 所示。作图时

以主磁通 Φ_m 作为参考相量， \dot{E}_1 、 \dot{E}_2 滞后 $\Phi_m 90^\circ$ 。 \dot{I}_μ 与 Φ_m 同相位，

\dot{I}_{Fe} 与 $-\dot{E}_1$ 同相位, \dot{I}_μ 与 \dot{I}_{Fe} 二者的相量和即为 \dot{I}_0 。 $-\dot{E}_1$ 加上与 \dot{I}_0 平行的 $\dot{I}_0 R_1$ 和与 \dot{I}_0 垂直的 $j\dot{I}_0 X_1$ 得 \dot{U}_1 。 \dot{U}_1 与 \dot{I}_0 之间的相位差 φ_0 称为空载时的功率因数角。由于 $\varphi_0 \approx 90^\circ$, 因此变压器空载运行时的功率因数 $\cos\varphi_0$ 是很低的, 一般在 0.1~0.2 之间。

根据一次侧电压平衡方程 $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 = \dot{I}_0 (Z_m + Z_1)$, 得到等效电路如图 6-9 所示。

电路方程式、等效电路和相量图都是用来分析电机运行性能的工具。电路方程式清楚地表达了变压器各个部分的电磁关系, 等效电路则便于记忆, 相量图描述了各电磁物理量间的相位关系。

需强调指出: 详细分析变压器空载运行的原因在于这种分析方法具有普遍意义。

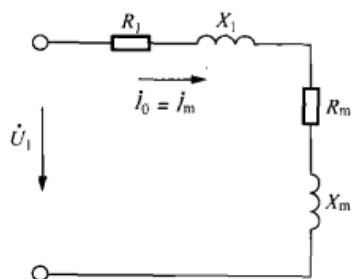


图 6-9 变压器空载运行时的等效电路

第二节 变压器的负载运行

变压器一次侧连接交流电源, 二次侧接上负载的运行方式称为变压器的负载运行, 如图 6-10 所示。

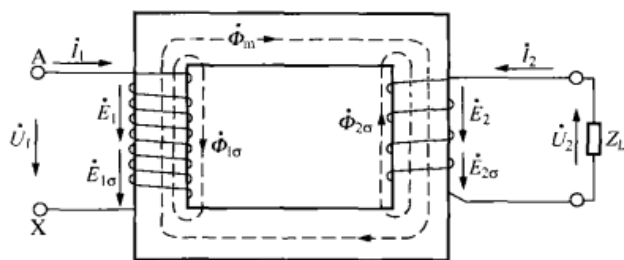


图 6-10 变压器负载运行原理图

一、负载运行时的物理情况

由本章第一节分析可知, 变压器空载运行时, 二次侧电流及其产生的磁动势为零, 二次绕组的存在对一次侧电路没有影响。一次侧空载电流 \dot{I}_0 产生的磁动势 $\dot{F}_0 = \dot{I}_0 N_1$ 就是励磁磁动势, 它产生主磁通 $\dot{\Phi}_m$, 并在一次、二次绕组中感应电动势 \dot{E}_1 、 \dot{E}_2 ,

电源电压 \dot{U}_1 与反电动势 $-\dot{E}_1$ 及漏阻抗压降 $\dot{I}_0 Z_1$ 相平衡, 维持空载电流在原绕组中流过, 此时变压器中的电磁关系处于平衡状态。

当二次侧接上负载后, 二次绕组中便有电流 \dot{I}_2 流过并产生磁动势 $\dot{F}_2 = \dot{I}_2 N_2$ 。 \dot{F}_2 也作用在变压器的主磁路上, 从而改变了原有的磁动势平衡, 迫使主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 和一次、二次绕组中的感应电动势 \dot{E}_1 、 \dot{E}_2 改变。于是原有的电动势平衡关系遭到破坏, 因而一次侧电流发生变化, 即从空载电流 \dot{I}_0 变为负载时的电流 \dot{I}_1 。一次绕组的磁动势也从空载磁动势 \dot{F}_0 变为 $\dot{F}_1 = \dot{I}_1 N_1$ 。负载时的主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 就是由一次、二次绕组的合成磁动势产生的, 即 $\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_m$ 。于是变压器在负载时的电磁关系重新达到平衡。

变压器负载后, 一次侧磁动势 \dot{F}_1 除产生主磁通外还产生了一次漏磁通 $\dot{\Phi}_{1\sigma}$, 二次侧磁动势 \dot{F}_2 除产生主磁通外也产生了二次漏磁通 $\dot{\Phi}_{2\sigma}$, 它们分别作用于一次、二次绕组, 并在其内感应出一次侧漏电动势 $e_{1\sigma}$ 和二次侧漏电动势 $e_{2\sigma}$ 。

二、电动势平衡方程式

变压器负载运行时的电动势平衡方程式与空载运行时的电动势方程相似。

一次侧电动势平衡方程式为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(R_1 + jX_1) = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \quad (6-20)$$

二次侧电动势平衡方程式为

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 + \dot{E}_{2\sigma} - \dot{I}_2 R_2$$

仿照 $\dot{E}_{1\sigma}$ 将 $\dot{E}_{2\sigma}$ 写成压降的形式 $\dot{E}_{2\sigma} = -j\omega L_{2\sigma} \dot{I}_2 = -jX_2 \dot{I}_2$, 可得

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2(R_2 + jX_2) = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 \quad (6-21)$$

式中: $Z_2 = R_2 + jX_2$ 为二次绕组的漏阻抗; R_2 、 X_2 分别为二次绕组的电阻和漏电抗。

三、负载运行时的磁动势平衡方程式

变压器一次绕组的漏阻抗压降 $\dot{I}_1 Z_1$ 很小, 即使在额定负载时也只有额定电压的 2%~6%, \dot{U}_1 与 $\dot{I}_1 Z_1$ 相量相减时所得到的 $-\dot{E}_1$ 与 \dot{U}_1 相差甚微, 故在负载运行时仍有 $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$ 或 $U_1 \approx E_1$ 。因此, 从空载到满载, 当电源电压和频率不变时, 可以认为主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 和产生它的磁动势基本不变, 即 $\dot{F}_m = \dot{F}_0$ 。因此负载运行时的磁动势平衡方程式可写成

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$$

或

$$\dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 = \dot{I}_0 N_1 \quad (6-22)$$

还可写成

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_0 + (-\dot{F}_2)$$

或

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \left(-\frac{N_2}{N_1} \dot{I}_2\right) = \dot{I}_0 + \left(-\frac{\dot{I}_2}{k}\right) \quad (6-23)$$

上式说明, 变压器负载运行时一次绕组的电流 \dot{I}_1 (或磁动势 \dot{F}_1) 由两个分量组成, 一个分量 \dot{I}_0 (或 \dot{F}_0) 是用来产生主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 的励磁分量, 另一个分量 $\left(-\frac{\dot{I}_2}{k}\right)$ (或 $-\dot{F}_2$) 是用来平衡二次绕组的电流 \dot{I}_2 (或磁动势 \dot{F}_2) 对主磁通的影响, 称为负载分量。这说明变压器负载运行时通过磁动势平衡, 使一、二次侧的电流紧密地联系在一起, 二次侧通过磁动势平衡对一次侧产生影响, 二次电流的改变必将引起一次电流的改变。电能就是这样从一次侧传到了二次侧。

四、变压器参数的折算

由于一、二次绕组的匝数 N_1 不等于 N_2 , 则一、二次绕组的感应电动势 E_1 不等于 E_2 , 这就给分析变压器的工作特性和绘制相量图增加了困难。为了克服这些困难, 常用一假想的绕组来代替其中一个绕组, 使之成为变比 $k=1$ 的变压器, 这样就可以把一、二次绕组连成一个等效电路, 从而大大简化变压器的分析计算。这种方法称为绕组折算。折算后的量在原来的符号上加一个上标号 “'” 以示区别。

折算仅仅是研究变压器的一种方法, 它不改变变压器内部电磁关系的本质。折算可以是

由二次侧向一次侧折算，也可以由一次侧向二次侧折算。在由二次侧向一次侧折算时，由于二次侧通过磁动势平衡对一次侧产生影响，因此，只要保持二次侧的磁动势 F_2 不变，则变压器内部电磁关系的本质就不会改变。二次侧各量折算方法如下。

(一) 二次电流的折算值

设折算后二次绕组的匝数为 $N'_2 = N_1$ ，流过的电流为 I'_2 ，根据折算前后二次侧磁动势不变的原则，可得

$$I'_2 N_1 = I_2 N_2$$

即

$$I'_2 = \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{I_2}{k} \quad (6-24)$$

(二) 二次侧电动势的折算值

由于折算前后主磁通和漏磁通均未改变，根据电动势与匝数成正比的关系，可得折算后的电动势

$$E'_2 = \frac{N_1}{N_2} E_2 = k E_2 \quad (6-25)$$

同理

$$E'_{2\sigma} = k E_{2\sigma} \quad (6-26)$$

(三) 二次绕组漏阻抗的折算值

根据折算前后二次绕组的铜损耗不变，得

$$I'^2_2 R'_2 = I^2_2 R_2$$

即

$$R'_2 = \left(\frac{I_2}{I'_2} \right)^2 R_2 = k^2 R_2 \quad (6-27)$$

根据折算前后二次侧漏磁无功损耗不变，得

$$I'^2_2 X'_2 = I^2_2 X_2$$

即

$$X'_2 = \left(\frac{I_2}{I'_2} \right)^2 X_2 = k^2 X_2 \quad (6-28)$$

漏阻抗的折算值

$$Z'_2 = R'_2 + jX'_2 = k^2 (R_2 + jX_2) = k^2 Z_2 \quad (6-29)$$

当二次绕组折算后，负载端的电压和负载阻抗也应进行折算，二次电压应乘以 k ，负载阻抗应乘以 k^2 ，即 $U'_2 = k U_2$ ， $Z'_L = k^2 Z_L$ 。

五、折算后的基本方程式、等效电路和相量图

折算后的基本方程式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (R_1 + jX_1) = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \\ \dot{U}'_2 &= \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 (R'_2 + jX'_2) = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2 \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2) \\ \dot{E}'_2 &= \dot{E}_1 \\ \dot{E}_1 &= \dot{I}_0 Z_m \\ \dot{U}'_2 &= \dot{I}'_2 Z'_L \end{aligned} \right\} \quad (6-30)$$

根据式(6-30)给出的基本方程组可以构成电路,如图6-11所示。由于它正确地反映了变压器内部的电磁关系,故称为变压器的等效电路(T形等效电路)。

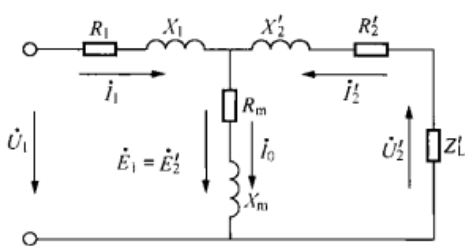


图 6-11 变压器的 T 形等效电路

定。具体步骤如下:

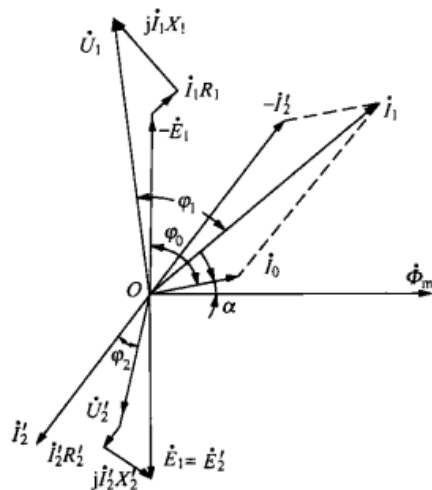
(1) 首先选择一个参考相量。通常选择 \dot{U}_2' 作为参考相量,根据给定的负载定出 φ_2 角,由此画出 \dot{I}_2' 。

(2) 根据二次侧电动势平衡方程式 $\dot{E}_2' = \dot{U}_2' + \dot{I}_2' Z_2'$, 在 \dot{U}_2' 上加上与 \dot{I}_2' 平行的 $\dot{I}_2' R_2'$, 再加上与 \dot{I}_2' 垂直的 $j\dot{I}_2' X_2'$ 得出 \dot{E}_2' 。由于 $\dot{E}_1 = \dot{E}_2'$, 也就得到了 \dot{E}_1 。

(3) 主磁通 Φ_m 超前 $\dot{E}_1 90^\circ$, 励磁电流 \dot{I}_0 又超前 Φ_m 一铁损耗角 $\alpha = \arctan \frac{R_m}{X_m}$, 于是可画出 Φ_m 和 \dot{I}_0 。

(4) 由磁动势平衡方程 $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2')$ 可得 \dot{I}_1 。

(5) 由一次侧电动势平衡方程 $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1$, 在 $-\dot{E}_1$ 上加上与 \dot{I}_1 平行的 $\dot{I}_1 R_1$, 再加上与 \dot{I}_1 垂直的 $j\dot{I}_1 X_1$ 即得 \dot{U}_1 , 图 6-12 是按感性负载画出的相量图。



六、等效电路的简化

T形等效电路显然能准确地表达变压器内部的电磁关系,但运算较繁琐。考虑到 $Z_m \gg Z_1$, $I_{1N} \gg I_0$, 图 6-12 变压器连接感性负载时相量图当负载变化时, E_1 变化很小,可以认为 I_0 不随负载的变化而变化。这样便可把 T 形等效电路中的励磁支路移到电源端,如图 6-13 所示,称为 Γ 形等效电路。这样做对 I_1 、 I_2' 和 I_0 的数值引起的误差很小,却使计算和分析大为简化。

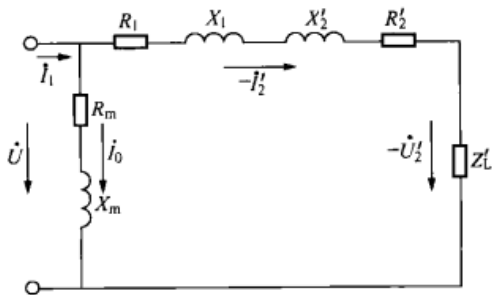


图 6-13 变压器的 Γ 形等效电路

在电力变压器中,由于空载电流很小,仅为额定电流的 2%~10%。因此在工程计算中,分析负载及短路运行时可以把 I_0 忽略,即去掉等效电路中高阻抗的励磁支路,而得到一个更简单的串联电路,如图 6-14 所示,称为简化等效电路。图 6-15 所示为感性负载时的简化相量图。

在 Γ 形等效电路和简化等效电路中, 将一、二次绕组的漏阻抗参数合并起来, 即

$$\left. \begin{aligned} R_k &= R_1 + R'_2 \\ X_k &= X_1 + X'_2 \\ Z_k &= Z_1 + Z'_2 = R_k + jX_k \end{aligned} \right\} \quad (6-31)$$

式中: R_k 为变压器的短路电阻; X_k 为变压器的短路电抗; Z_k 为变压器的短路阻抗

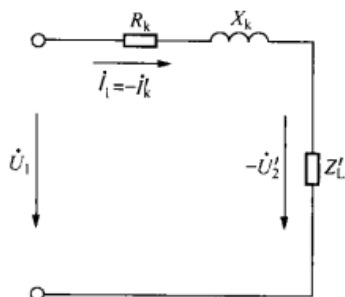


图 6-14 简化等效电路

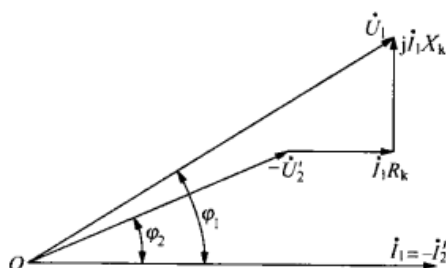


图 6-15 感性负载时的简化相量图

第三节 标 么 值

在工程计算中, 其物理量往往不用实际值表示, 而用实际值与该物理量某一选定的同单位的基值之比来表示, 称为该物理量的标么值 (或相对值), 即

$$\text{标么值} = \text{实际值} / \text{基值}$$

在变压器和电机中, 通常取各量的额定值作为基值。例如取一、二次侧额定相电压 U_{1N} 、 U_{2N} 作为一、二次侧电压的基值; 取一、二次侧额定相电流 I_{1N} 、 I_{2N} 作为一、二次侧电流的基值; 一、二次侧阻抗的基值通过计算分别为 $Z_{1N} = U_{1N}/I_{1N}$ 、 $Z_{2N} = U_{2N}/I_{2N}$; 变压器功率的基值为额定容量 S_N 。

为了区分标么值和实际值, 我们在各量原来的符号上加一上 (或下) 标 “*” 来表示该量的标么值。例如: $U_1^* = U_1/U_{1N}$, $I_1^* = I_1/I_{1N}$, $Z_1^* = Z_1/Z_{1N} = I_{1N}Z_1/U_{1N}$ 等。

采用标么值有以下优点:

(1) 采用标么值可以简化各量的数值, 并能直观地看出变压器的运行情况。例如某量为额定值时, 其标么值为 1; $I^* = 0.9$, 表明该变压器带 90% 的额定负载。

(2) 采用标么值计算, 一、二次侧各量均不需要折算。例如:

$$U_2^{*'} = \frac{U_2'}{U_{1N}} = \frac{kU_2}{kU_{2N}} = \frac{U_2}{U_{2N}} = U_2^*$$

(3) 用标么值表示, 电力变压器的参数和性能指标总在一一定的范围之内, 便于分析比较。例如短路阻抗 $Z_k^* = 0.04 \sim 0.175$, 空载电流 $I_0^* = 0.02 \sim 0.10$ 。

(4) 采用标么值, 某些不同的物理量具有相同的数值。例如:

$$\left. \begin{aligned} Z_k^* &= \frac{Z_k}{Z_{1N}} = \frac{Z_{1N}Z_k}{U_{1N}} = \frac{U_{kN}}{U_{1N}} = U_{kN}^* \\ R_k^* &= \frac{R_k}{Z_{1N}} = \frac{Z_{1N}R_k}{U_{1N}} = \frac{U_{kr}}{U_{1N}} = U_{kr}^* \\ X_k^* &= \frac{X_k}{Z_{1N}} = \frac{Z_{1N}X_k}{U_{1N}} = \frac{U_{kx}}{U_{1N}} = U_{kx}^* \end{aligned} \right\} \quad (6-32)$$

第四节 参 数 测 定 方 法

从物理概念出发得到了一组基本方程式和相应等效电路,其中包括有6个参数,在分析和计算变压器特性时,这些参数都应该是已知量。现在介绍这些参数的试验测定方法。

一、空载试验

根据变压器的空载试验可以求出变比 k 、空载损耗 P_0 及励磁阻抗 Z_m 。试验可在高压侧测量也可在低压侧测量,视实际测量者较为方便而定。为了便于测量和安全起见,通常在低压侧加电压,将高压侧开路。空载试验的接线图如图6-16所示,图6-16(a)适用于单相变压器,图6-16(b)适用于三相变压器。为了测出空载电流和空载损耗随电压变化的曲线,外加电压应能在一定范围内调节。在测出的空载特性曲线 $I_0 = f(U_1)$, $P_0 = f(U_1)$ 上,找出对应于 $U_1 = U_{1N}$ 时的空载电流 I_0 和空载损耗 P_0 作为计算励磁参数的依据,如图6-17所示。

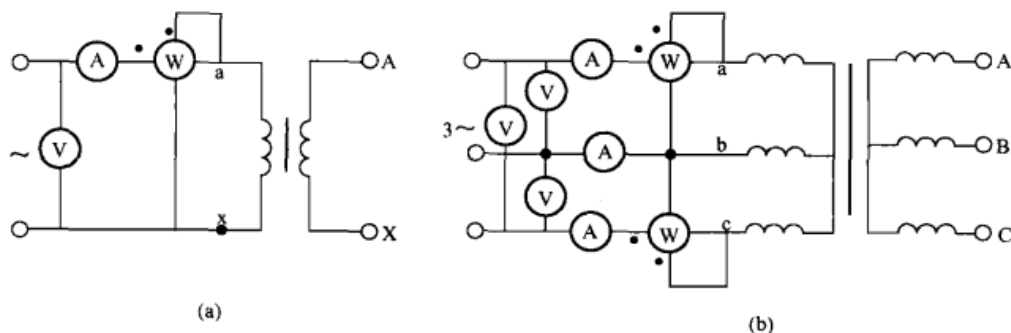


图 6-16 变压器空载试验接线图

(a) 单相变压器; (b) 三相变压器

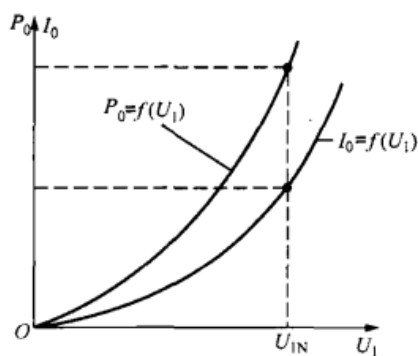


图 6-17 变压器的空载特性曲线

如令低压侧开路,测量在高压侧进行,则所测得的数据是高压侧的值,由此计算的励磁阻抗便为高压侧的值。相反,如令高压侧开路,测量在低压侧进行,则测得的数据是低压侧的值,由此计算的励磁阻抗便为低压侧的值。

设所测得的数据均已转化为每相值,令 U_0 为外施每相电压, I_0 为每相电流, P_0 为每相输入功率即等于每相的空载损耗 P_0 ,则不论是单相变压器或三相变压器均有相同计算式,即

$$Z_0 = \frac{U_0}{I_0}$$

$$R_0 = \frac{P_0}{I_0^2} = R_1 + R_m \approx R_m$$

$$X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} = X_1 + X_m \approx X_m$$

需强调指出,励磁参数值随饱和程度而变化。由于变压器总是在额定电压或很接近于额定电压情况下运行。空载试验时应调整外施电压等于额定电压,这时所求得的参数才真实反映了变压器运行时的磁路饱和情况。

由于空载试验常常是在低压侧进行的,故测得的励磁参数是折算至低压侧的数值。如果需要折算到高压侧,应将上述参数乘以 k^2 。这里 k 是变压器的变比,可通过空载试验求出,即

$$k = \frac{U_{1N}}{U_{20}}$$

二、短路试验

短路试验用来求取参数 R_k 和 X_k 。如把变压器的一侧短路,则外施电压全部降落在变压器内部阻抗上。由于 Z_k 很小,就一般电力变压器而言,额定电流所产生的压降 $I_N Z_k$ 为 $(0.05 \sim 0.105) U_N$ 。如果变压器在额定电压下短路,则短路电流可达 $(9.5 \sim 20) I_N$,将损坏变压器。为了测量参数,短路试验应降低电压进行。如控制短路电流不超过额定值,则对变压器是安全的。正因为短路实验时外施电压很低,励磁电流便可略去不计,所以电磁关系可用简化等效电路分析。

短路试验电路接线图如图 6-18 所示。图 6-18 (a) 适用于单相变压器,图 6-18 (b) 适用于三相变压器。在不同的电压下测出短路特性曲线, $I_k = f(U_k)$ 、 $P_k = f(U_k)$, 如图 6-19 所示。

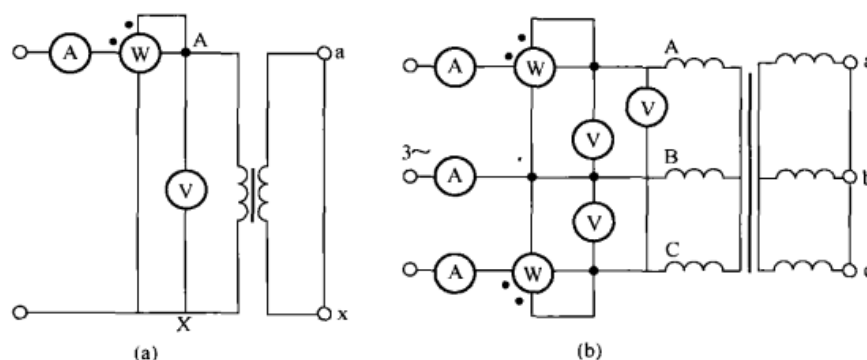


图 6-18 变压器短路试验接线图

(a) 单相变压器; (b) 三相变压器

短路试验可以在高压侧测量而把低压侧短路,也可以在低压侧测量而把高压侧短路。二者测得的数值不同,如化为标么值计算则是相同的。

设所测得的数值均已转化为每相值,令 U_k 表示每相电压, I_k 表示每相电流, P_k 表示每相输入功率即等于每相短路损耗 P_k , 则不论是单相变压器或三相变压器均有相同计算式

$$Z_k = \frac{U_k}{I_k}$$

$$R_k = \frac{P_k}{I_k^2}$$

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}$$

如需分离一、二次侧电阻,可用电桥测量出直流电阻值,设 r_{1D} 为一次绕组直流电阻, r'_{2D} 为二次绕组直流电阻折算到一次侧的数值,并设 R_k 已折算到一次侧,则应有

$$R_k = R_1 + R'_2$$

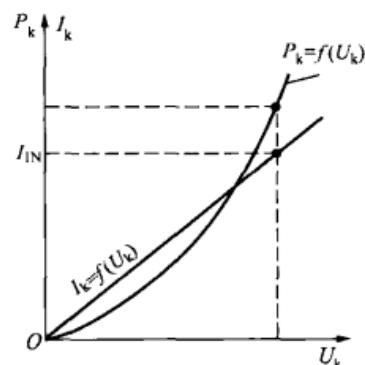


图 6-19 变压器的短路特性曲线

$$\frac{R_1}{r_{1D}} = \frac{R'_2}{r'_{2D}}$$

联立求解可求出 R_1 和 R'_2 。

一、二次侧漏抗则不能应用实验方法分离。如需分离,通常假设一、二次侧漏抗归算到同一侧可认为相等,即令

$$X_1 = X'_2 = \frac{X_k}{2}$$

因为电阻随温度而变化,如短路试验时的室温为 $\theta^\circ\text{C}$,按照电力变压器标准规定应换算到标准温度 75°C 时的值,而漏抗与温度无关,即有

$$R_{k75^\circ\text{C}} = R_{k\theta} \frac{234.5 + 75}{234.5 + \theta} \quad (\text{适用于铜线})$$

$$R_{k75^\circ\text{C}} = R_{k\theta} \frac{228 + 75}{228 + \theta} \quad (\text{适用于铝线})$$

$$Z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{X_{k75^\circ\text{C}}^2 + X_k^2}$$

在短路试验时,如果调整外施电压使短路电流恰为额定电流,这个短路电压用 U_{kN} 表示,即有 $U_{kN} = I_N Z_k$,它是一个很重要的数据,常标注在变压器铭牌上。一般有两种表示方式,一种是以额定电压百分数表示,称为短路电压百分数。有时还会标出它的有功分量和无功分量,即有

$$u_k \% = \frac{U_{kN}}{U_N} \times 100 \% = \frac{I_N Z_k}{U_N} \times 100 \%$$

$$u_{kr} \% = \frac{I_N R_{k75^\circ\text{C}}}{U_N} \times 100 \%$$

$$u_{kx} \% = \frac{I_N X_k}{U_N} \times 100 \%$$

另一种是采用标么值表示方法,即有

$$u_k^* = \frac{I_N Z_k}{U_N} = Z_k^*$$

$$u_{kr}^* = \frac{I_N R_{k75^\circ\text{C}}}{U_N} = R_k^*$$

$$u_{kx}^* = \frac{I_N X_k}{U_N} = X_k^*$$

可见,短路电压百分数去掉 100% 符号,就是短路电压标么值。同样,短路电压的有功分量和无功分量百分数去掉 100% 符号分别就是短路电压有功分量和无功分量的标么值。而且短路电压的标么值等于短路阻抗的标么值,同样,短路电压的有功分量和无功分量的标么值分别等于短路电阻的标么值和短路电抗的标么值,这样给计算带来了方便。此外,短路电阻标么值还可以写成

$$r_k^* = \frac{I_N^2 r_k}{U_N I_N} = \frac{P_{kN}}{S_N} = P_{kN}^*$$

其中 $P_{kN} = \left(\frac{I_N}{I_k}\right)^2 P_k$ 。

【例 6-1】 一台单相变压器,额定容量为 600kVA ,额定电压为 $35/6.3\text{kV}$,试验数据见表 6-1。试求出变压器近似等效电路参数。

表 6-1

试 验 参 数

试验类型	电压/V	电流/A	功率/W	备注
短路	2275	17.14	9500	高压侧测量
空载	35000	0.943	3300	高压侧测量

解 因试验是在高压侧测量,故所计算的参数值均已折算到高压侧。

$$\text{额定电流} \quad I_{1N} = \frac{S_N}{U_{1N}} = \frac{600}{35} = 17.14 \text{ (A)}$$

$$\text{所以} \quad I_k = I_{1N}$$

$$\text{短路阻抗} \quad Z_k = \frac{U_k}{I_k} = \frac{2275}{17.14} = 132.7 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$\text{短路电阻} \quad R_k = \frac{P_k}{I_N^2} = \frac{9500}{17.14^2} = 32.34 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$\text{短路电抗} \quad X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2} = \sqrt{132.7^2 - 32.34^2} = 128.7 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$\text{励磁阻抗} \quad Z_m = \frac{U_0}{I_0} = \frac{35000}{0.943} = 37115 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$\text{励磁电阻} \quad R_m = \frac{P_0}{I_0^2} = \frac{3300}{0.943^2} = 3710 \text{ (}\Omega\text{)}$$

$$\text{励磁电抗} \quad X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2} = \sqrt{37115^2 - 3710^2} = 36932 \text{ (}\Omega\text{)}$$

因为是在一次侧测量的值,一次侧阻抗基值 $Z_{1b} = \frac{U_{1N}}{I_{1N}} = \frac{U_{1N}^2}{S_N} = \frac{3500^2}{600 \times 10^3} = 2042 \text{ (}\Omega\text{)}$,化为标么值为

$$\text{短路阻抗标么值} \quad Z_k^* = \frac{Z_k}{Z_{1b}} = \frac{132.7}{2042} = 0.065$$

$$\text{短路电阻标么值} \quad R_k^* = \frac{R_k}{Z_{1b}} = \frac{32.34}{2042} = 0.0158$$

$$\text{短路电抗标么值} \quad X_k^* = \frac{X_k}{Z_{1b}} = \frac{128.7}{2042} = 0.063$$

$$\text{励磁阻抗标么值} \quad Z_m^* = \frac{Z_m}{Z_{1b}} = \frac{37115}{2042} = 18.118$$

$$\text{励磁电阻标么值} \quad R_m^* = \frac{R_m}{Z_{1b}} = \frac{3710}{2042} = 1.81$$

$$\text{励磁电抗标么值} \quad X_m^* = \frac{X_m}{Z_{1b}} = \frac{36930}{2042} = 18.1$$

【例 6-2】 接例 6-1,该变压器二次侧有电感性负载,功率因数为 0.8(滞后)。设外施电压为额定电压,一次电流为额定电流,试用近似等效电路计算上述工作情况时的二次电压、一次电流及一、二次侧功率。

解 根据例 6-1 的计算参数,可做出变压器的近似等效电路,如图 6-20 所示。已知

$$U_1 = U_{1N} = 35000 \text{ (V)}$$

$$I_2 = I_{2N} = \frac{S_N}{U_{2N}} = \frac{600 \times 10^3}{6.3 \times 10^3} = 95.24 \text{ (A)}$$

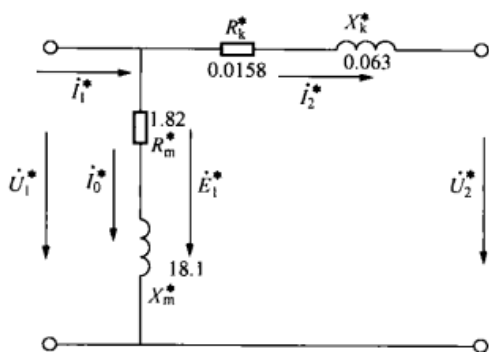


图 6-20 例 6-2 变压器的近似等效电路

$$I'_2 = \frac{I_2}{k} = 95.24 \times \frac{6300}{35\,000} = 17.14 (\text{A})$$

$$\cos \varphi_2 = 0.8 (\text{滞后})$$

设以 U'_2 为参考相量, 则 $\varphi_2 = -36.87^\circ$, 所以有

$$\dot{U}'_2 = \dot{U}'_2 \angle 0^\circ = U'_2 + j0$$

$$\dot{I}'_2 = I'_2 \angle \varphi_2 = 17.14 \angle -36.87^\circ$$

在解电路方程时, 为计算方便常把 \dot{U}'_2 和 \dot{I}'_2 方向倒转, 如图 6-20 所示, 即有

$$\dot{U}_1 = \dot{U}'_2 + \dot{I}'_2 (R_k + jX_k)$$

或

$$U_{1r} + jU_{1x} = (U'_2 + j0) + 17.14 \angle -36.87^\circ (32.34 + j128.7) = U'_2 + 1765 + j1432$$

实部和虚部分别相等, 即

$$U_{1r} = (U'_2 + 1765) \text{V}; \quad U_{1x} = 1432 \text{V}$$

已知外施电压为额定, 即 $\sqrt{U_{1r}^2 + U_{1x}^2} = 35\,000 \text{V}$, 故

$$U_{1r} = \sqrt{35\,000^2 - U_{1x}^2} = \sqrt{35\,000^2 - 1432^2} = 34\,970 (\text{V})$$

二次电压

$$U'_2 = U_{1r} - 1765 = 34\,970 - 1765 = 33\,205 (\text{V})$$

或

$$U_2 = \frac{U'_2}{k} = 33\,205 \times \frac{6300}{35\,000} = 5977 (\text{V})$$

一次电压

$$\dot{U}_1 = U_{1r} + jU_{1x} = 34\,970 + j1432 = 35\,000 \angle 2.34^\circ (\text{V})$$

励磁电流

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_1}{Z_m} = \frac{35\,000 \angle 2.34^\circ}{3710 + j36\,932} = 0.9437 \angle -81.92^\circ (\text{A})$$

一次电流

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_m + \dot{I}'_2 = 0.9437 \angle -81.92^\circ + 17.14 \angle -36.87^\circ = 17.81 \angle -39.01^\circ (\text{A})$$

\dot{U}_1 、 \dot{I}_1 间相位差

$$\varphi_1 = 2.34 + 39.01 = 41.35^\circ$$

一次功率因数

$$\cos \varphi_1 = \cos 41.35^\circ = 0.7506$$

输出功率

$$P_2 = U'_2 I'_2 \cos \varphi_2 = 33\,205 \times 17.14 \times 0.8 = 455.4 (\text{kW})$$

或

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 = 5977 \times 95.24 \times 0.8 = 455.4 (\text{kW})$$

输入功率

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 35\,000 \times 17.81 \times 0.7506 = 467.9 (\text{kW})$$

【例 6-3】 一台三相电力变压器, Yyn 接法, $S_N = 100 \text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6/0.4 \text{kV}$, $I_{1N}/I_{2N} = 9.63/144 \text{A}$ 。在低压侧做空载试验, 额定电压下测得 $I_0 = 9.37 \text{A}$, $P_0 = 600 \text{W}$; 在高压侧做短路试验, 测得 $I_k = 9.63 \text{A}$, $U_k = 317 \text{V}$, $P_k = 1920 \text{W}$, 试验时环境温度 $\theta = 25^\circ \text{C}$ 。求折算至高压侧的励磁参数和短路参数及短路电压的百分值。

解 因为是 Yyn 接法, 故每相值为

$$U_{1N\phi} = \frac{U_{1N}}{\sqrt{3}} = \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3464 (\text{V})$$

$$U_{2N\phi} = \frac{U_{2N}}{\sqrt{3}} = \frac{400}{\sqrt{3}} = 231 (\text{V})$$

$$k = \frac{U_{1N\phi}}{U_{2N\phi}} = \frac{3464}{231} = 15$$

$$P_{0\phi} = \frac{1}{3}P_0 = \frac{1}{3} \times 600 = 200(\text{W})$$

$$Z'_m \approx Z'_0 = \frac{U_{2N\phi}}{I_0} = \frac{231}{9.37} = 24.7(\Omega)$$

$$R'_m \approx R'_0 = \frac{P_{0\phi}}{I_0^2} = \frac{200}{9.37^2} = 2.28(\Omega)$$

$$X'_m = \sqrt{Z'^2_m - R'^2_m} = \sqrt{24.7^2 - 2.28^2} = 24.6(\Omega)$$

折算至高压侧的励磁参数为

$$Z_m = k^2 Z'_m = 15^2 \times 24.7 = 5558(\Omega)$$

$$R_m = k^2 R'_m = 15^2 \times 2.28 = 513(\Omega)$$

$$X_m = k^2 X'_m = 15^2 \times 24.6 = 5535(\Omega)$$

短路参数计算为

$$U_{k\phi} = \frac{U_k}{\sqrt{3}} = \frac{317}{\sqrt{3}} = 183(\text{V})$$

$$P_{k\phi} = \frac{1}{3}P_k = \frac{1}{3} \times 1920 = 640(\text{W})$$

$$Z_k = \frac{U_{k\phi}}{I_k} = \frac{183}{9.63} = 19.0(\Omega)$$

$$R_k = \frac{P_{k\phi}}{I_k^2} = \frac{640}{9.63^2} = 6.9(\Omega)$$

$$X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2} = \sqrt{19.0^2 - 6.9^2} = 17.7(\Omega)$$

折算到 75°C 时的短路参数为

$$R_{k75^\circ\text{C}} = R_{k\theta} \frac{234.5 + 75}{234.5 + \theta} = 6.9 \times \frac{234.5 + 75}{234.5 + 25} = 8.22(\Omega)$$

$$Z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{R_{k75^\circ\text{C}}^2 + X_k^2} = \sqrt{8.22^2 + 17.7^2} = 19.52(\Omega)$$

$$P_{kN} = 3I_{1N}^2 R_{k75^\circ\text{C}} = 3 \times 9.63^2 \times 8.22 = 2286(\text{W})$$

$$U_{kN} = \sqrt{3}I_{1N}Z_{k75^\circ\text{C}} = \sqrt{3} \times 9.63 \times 19.52 = 325.59(\text{V})$$

短路电压及其有功、无功分量为

$$u_k = \frac{U_{kN}}{U_{1N}} \times 100\% = \frac{325.59}{6000} \times 100\% = 5.43\%$$

$$u_{kr} = \frac{I_{1N}R_{k75^\circ\text{C}}}{U_{1N\phi}} \times 100\% = \frac{9.63 \times 8.22}{3464} \times 100\% = 2.29\%$$

$$u_{kx} = \frac{I_{1N}X_k}{U_{1N\phi}} \times 100\% = \frac{9.63 \times 17.7}{3464} \times 100\% = 4.92\%$$

第五节 变压器的运行特性

一、电压变化率

(一) 定义

由于变压器内部存在着电阻和漏电抗, 负载时必然产生阻抗压降, 使二次侧电压随着负载变化而变化。电压变化的程度用电压变化率来表示。其定义为: 当一次侧接在额定电压、额定频率的电网上, 二次侧的空载电压与给定负载下二次侧电压的算术差, 用二次侧额定电压的百分数来表示的数值, 即

$$\Delta U\% = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2N}} \times 100\% = \frac{U_{2N} - U_2}{U_{2N}} \times 100\% = \frac{U_{1N} - U'_2}{U_{1N}} \times 100\% \quad (6-33)$$

(二) 电压变化率的简化计算公式

电压变化率可根据变压器的参数和负载的性质, 由相量图求出。可以用变压器的简化相量图来求得 $\Delta U\%$ 的计算公式。图 6-21 所示为用标幺值表示感性负载时变压器的简化相量图。图 6-21 中 $I_{1N}^* = I_2^* = 1$, $\overline{OA} = U_{1N}^* = 1.0$, $\overline{CB} = I_{1N}^* R_k^* = R_k^*$, $\overline{BA} = I_{1N}^* X_k^* = X_k^*$ 。

过 A 点作直线 \overline{AE} 垂直于相量 $-\dot{U}_2^*$ 的延长线并与之相交于 E 点。从 B 作 \overline{BF} 垂直于 \overline{AE} 的延长线并与之相交于 F 点。再以 O 点为圆心, \overline{OA} 为半径画一圆弧交 $-\dot{U}_2^*$ 延长线于 P 点, 则有

$$U_{1N}^* - U_2'^* = \overline{OA} - \overline{OC} = \overline{OP} - \overline{OC} = \overline{CD} + \overline{DE} + \overline{EP}$$

因为 \overline{EP} 很小, 可忽略不计, 又 $\overline{BF} = \overline{DE}$, 故

$$U_{1N}^* - U_2'^* \approx \overline{CD} + \overline{DE} = R_k^* \cos \varphi_2 + X_k^* \sin \varphi_2$$

$$\Delta U\% = \frac{U_{1N}^* - U_2'^*}{U_{1N}^*} \times 100\% = (R_k^* \cos \varphi_2 + X_k^* \sin \varphi_2) \times 100\% \quad (6-34)$$

式 (6-34) 是在 $I_2 = I_{2N}$ 条件下得出, 如果负载不是额定值, 则按式 (6-34) 计算的 $\Delta U\%$ 应乘以负载系数 $\beta = I_2 / I_{2N}$, 即

$$\Delta U\% = \frac{U_{1N}^* - U_2'^*}{U_{1N}^*} \times 100\% = \beta (R_k^* \cos \varphi_2 + X_k^* \sin \varphi_2) \times 100\% \quad (6-35)$$

由式 (6-35) 可见, 在感性负载下, 电流滞后于电压的相角为 $\varphi_2 > 0$, $\Delta U\%$ 为正值, 说明负载后二次电压比空载电压低; 如果是容性负载, $\varphi_2 < 0$, $\Delta U\%$ 可能为负值, 负载后二次电压可能比空载电压高。

式 (6-35) 还说明, 电压变化率与负载的大小 (β 值) 成正比。在一定的负载系数下, 漏阻抗 (阻抗电压) 的标幺值越大, 电压变化率也越大。此外, 电压变化率还与负载的性质, 即功率因数角 φ_2 的大小和正负有关。常用的电力变压器, 当 $\beta = 1$, $\cos \varphi_2 = 0.8$ (滞后) 时, $\Delta U\% = 5\% \sim 8\%$ 。

变压器的调节: 当变压器的负载变化时, 为保持其二次电压稳定, 必须进行电压调整。通常在变压器的高压绕组上设有抽头用以调节高压绕组的匝数 (调变比) 来调节二次电压,

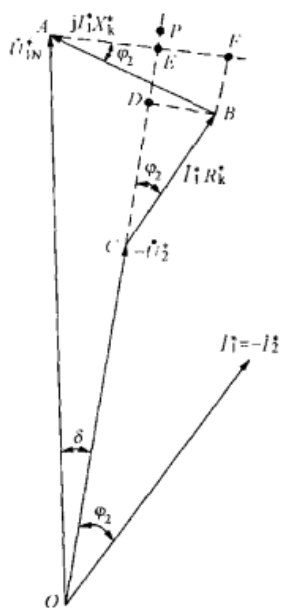


图 6-21 $\Delta U\%$ 的图解法

这种抽头称为分接头。中小型变压器一般有三个分接头,利用调分接头开关二次侧绕组电压可变化 $\pm 5\%$ 。大型变压器有六个分接头,相应的电压调节范围为 $\pm 2.5\%$ 和 $\pm 5\%$ 。

一般变压器均采用无载分接头开关,它只能在断电的情况下进行调节,称为无载调节。如果要求在通电的情况下进行调节,则采用有载分接头开关,其结构较复杂。

(三) 变压器的外特性

当 $U_1 = U_{1N}$ 、 $\cos\varphi_2 = \text{常数}$ 时, U_2 随 I_2 变化的规律 $U_2 = f(I_2)$ 称为变压器的外特性,如图6-22所示,图中分别给出了三种不同性质负载的外特性曲线。

【例6-4】 一台三相电力变压器,已知 $R_k^* = 0.024$, $X_k^* = 0.0504$ 。试计算额定负载时下列情况变压器的电压变化率 $\Delta U\%$:

- (1) $\cos\varphi_2 = 0.8$ (滞后);
- (2) $\cos\varphi_2 = 1.0$ (纯电阻负载);
- (3) $\cos\varphi_2 = 0.8$ (超前)。

解 (1) $\beta = 1$, $\cos\varphi_2 = 0.8$, $\sin\varphi_2 = 0.6$, 则

$$\begin{aligned}\Delta U\% &= \beta(R_k^* \cos\varphi_2 + X_k^* \sin\varphi_2) \times 100\% \\ &= (0.024 \times 0.8 + 0.0504 \times 0.6) \times 100\% \\ &= 4.94\%\end{aligned}$$

(2) $\beta = 1$, $\cos\varphi_2 = 1$, $\sin\varphi_2 = 0$, 则

$$\begin{aligned}\Delta U\% &= \beta(R_k^* \cos\varphi_2 + X_k^* \sin\varphi_2) \times 100\% \\ &= (0.024 \times 1.0 + 0.0504 \times 0) \times 100\% \\ &= 2.4\%\end{aligned}$$

(3) $\beta = 1$, $\cos\varphi_2 = 0.8$, $\sin\varphi_2 = -0.6$, 则

$$\begin{aligned}\Delta U\% &= \beta(R_k^* \cos\varphi_2 + X_k^* \sin\varphi_2) \times 100\% \\ &= (0.024 \times 0.8 - 0.0504 \times 0.6) \times 100\% \\ &= -1.10\%\end{aligned}$$

二、变压器的损耗和效率

变压器负载运行时一次侧从电网吸收的有功功率为 p_1 ,其中很小部分功率消耗在一次绕组的电阻上($p_{Cu1} = mI_1^2 R_1$)和铁心损耗上($p_{Fe} = mI_0^2 R_m$)。其余部分通过电磁感应传给二次绕组,称为电磁功率。二次绕组获得的电磁功率中又有很小部分消耗在二次绕组的电阻上($p_{Cu2} = mI_2^2 R_2$),其余的传输给负载,即输出功率 p_2

$$p_2 = mU_2 I_2 \cos\varphi_2 \quad (6-36)$$

式中, m 为相数。

可见,变压器的损耗包括铁损耗 p_{Fe} 和铜损耗 p_{Cu} ($p_{Cu} = p_{Cu1} + p_{Cu2}$)两大类。

(一) 铁损耗

铁损耗也称为空载损耗,因为变压器空载时从电网吸取的有功功率全部用以补偿其铁心损耗。空载损耗包括一次绕组的铜损耗 $I_0^2 R_1$ 、基本铁损耗和附加损耗三部分。由于铜损耗 $I_0^2 R_1$ 一般小于空载损耗的2%,故可略去不计,因而空载损耗主要是铁损耗。铁损耗近似与

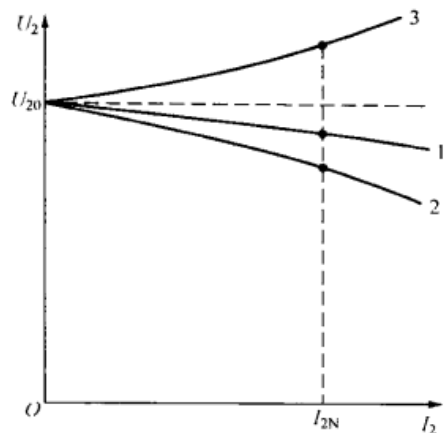


图6-22 变压器的外特性

1— $\cos\varphi_2 = 1$; 2— $\cos\varphi_2 = 0.8$ (滞后);
3— $\cos\varphi_2 = 0.8$ (超前)

B_m^2 或 U_1^2 成正比。

基本铁损耗包括磁滞损耗和涡流损耗。磁滞损耗与硅钢片材料的性质、磁通密度的最大值以及频率有关。涡流损耗主要与硅钢片厚度、磁通密度最大值以及频率等有关。一般涡流损耗在总铁损耗中占得比例较小，而磁滞损耗占总铁损耗的 60%~70%。

附加铁损耗包括叠片间由于绝缘损伤而引起的局部涡流损耗，主要是在结构部件中所引起的涡流损耗和高压变压器绝缘材料中的介质损耗等。附加铁损耗约为基本铁损耗的 15%~20%。

附加损耗是难以准确计算的，一般对不同容量的变压器影响不同。

(二) 铜损耗

基本铜损耗指变压器绕组的直流电阻损耗。附加铜损耗主要是指由于集肤效应和邻近效应引起电流沿导线截面分布不均匀所产生的额外损耗。附加铜损耗约为基本铜损耗的 0.5%~5%。铜损耗和负载电流 I^2 成正比。

由于变压器在额定电流下短路时所需外施电压很小，故铁心中磁通很小，铁损耗可略去不计，短路损耗主要是铜损耗，因此铜损耗又称为短路损耗。

所以总损耗为

$$\sum p = p_{Fe} + p_{Cu} = p_{Fe} + p_{Cu1} + p_{Cu2} \quad (6-37)$$

(三) 效率

变压器的效率定义为

$$\eta = \frac{p_2}{p_1} \times 100\% = \frac{p_1 - \sum p}{p_1} \times 100\% = \left(1 - \frac{p_{Fe} + p_{Cu}}{p_2 + p_{Fe} + p_{Cu}}\right) \times 100\% \quad (6-38)$$

变压器的效率可以按给定负载条件直接给变压器加负载，测量输出和输入有功功率就可以直接计算效率，这种方法称为直接负载法。由于一般电力变压器效率很高（小型变压器额定效率在 95% 以上，大型变压器额定效率可达 99%），输入功率与输出功率相差极小，测量仪表的误差影响很大，难以得到准确结果。同时大型变压器试验时很难找到相应的大容量负载。因此国家标准规定电力变压器可以应用间接法计算效率。间接法又称损耗分析法，其优点在于无需把变压器直接加负载，也无需运用等效电路计算，只要进行空载试验和短路试验，测出额定电压时的空载损耗 p_0 和额定电流时的短路损耗 p_{kN} 就可以方便地计算出任意负载下的效率。

在应用间接法求变压器的效率时通常作如下假定：

(1) 忽略变压器空载运行时的铜损耗，用额定电压下的空载损耗 p_0 来代替铁损耗 p_{Fe} ，即 $p_{Fe} = p_0$ ，它不随负载大小而变化，称为不变损耗；

(2) 忽略短路试验时的铁损耗，用额定电流时的短路损耗 p_{kN} 来代替额定电流时的铜损耗，不同负载时的铜损耗与负载系数的平方成正比，即 $p_{Cu} = \beta^2 p_{kN}$ ，称为可变损耗。当短路损耗 p_k 不是在 $I_k = I_N$ 时测得，则 $p_{kN} = (I_N/I_k)^2 p_k$ 。

(3) 不考虑变压器二次电压的变化，即认为 $U_2 = U_{2N}$ 不变。这样便有

$$P_2 = m U_2 I_2 \cos \varphi_2 = m U_{2N} I_{2N} \left(\frac{I_2}{I_{2N}} \right) \cos \varphi_2 = \beta S_N \cos \varphi_2 \quad (6-39)$$

于是式 (6-38) 的效率公式可变成

$$\eta = \left(1 - \frac{p_0 + \beta^2 p_{kN}}{\beta S_N \cos \varphi_2 + p_0 + \beta^2 p_{kN}}\right) \times 100\% \quad (6-40)$$

以上假定引起的误差不大(不超过0.5%),却给计算带来很大方便。而且电力变压器规定都用这种方法来计算效率,可以在相同的基础上进行比较。

式(6-40)说明,当负载的功率因数 $\cos\varphi_2$ 一定时,效率 η 随负载系数 β 而变化。图6-23所示为变压器的效率曲线。空载时输出功率为零,所以 $\eta=0$ 。负载较小时,损耗相对较大,效率较低。负载增加,效率 η 也随之增加。超过某一负载时,因铜损耗与 β^2 成正比增大,效率 η 反而降低。最大效率出现在 $d\eta/d\beta=0$ 的地方,因此,取 η 对 β 的导数,并令其等于零,即可求出最高效率 η_{\max} 时的负载系数 β_m ,即

$$\beta_m = \sqrt{\frac{p_0}{p_{kN}}} \quad \text{或} \quad p_0 = \beta_m^2 p_{kN} \quad (6-41)$$

$$\eta_{\max} = \left(1 - \frac{2p_0}{\beta_m S_N \cos\varphi_2 + 2p_0}\right) \times 100\% \quad (6-42)$$

即当不变损耗(铁损耗)等于可变损耗(铜损耗)时效率最大。

由于变压器总是在额定电压下运行,但不可能长期满负载。为了提高运行的经济性,通常设计成 $\beta_m = 0.5 \sim 0.6$,这样 $p_0/p_{kN} = 1/3 \sim 1/4$,使铁损耗较小。

【例6-5】 一台单相变压器, $S_N = 100\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6000/230\text{V}$, 在低压侧作空载试验, 额定电压下测得 $I_0 = 30.4\text{A}$, $p_0 = 600\text{W}$; 在高压侧作短路试验, 测得 $I_k = 16.67\text{A}$, $U_k = 330\text{V}$, $p_k = 1730\text{W}$, 试验时环境温度 $\theta = 20^\circ\text{C}$ 。试计算:

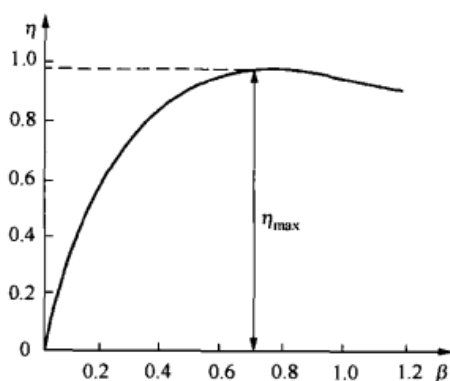


图6-23 变压器效率曲线

- (1) 一次侧加额定电压, 二次侧满载且 $\cos\varphi_2 = 0.8$ (滞后)时的电压变化率和效率。
- (2) 最大效率。

解 通过计算知 $R_{k75^\circ\text{C}} = 7.58\Omega$, $X_k = 18.8\Omega$, 则有

$$R_k^* = I_{1N} R_{k75^\circ\text{C}} / U_{1N} = S_N R_{k75^\circ\text{C}} / U_{1N}^2 = 100 \times 10^3 \times 7.58 / 6000^2 = 0.021$$

$$X_k^* = S_N X_k / U_{1N}^2 = 100 \times 10^3 \times 18.8 / 6000^2 = 0.052$$

$$(1) \Delta u = R_k^* \cos\varphi_2 + X_k^* \sin\varphi_2 = 0.021 \times \cos 36.9^\circ + 0.052 \sin 36.9^\circ = 0.048$$

式中 $\varphi_2 = \arccos 0.8 = 36.9^\circ$, 额定负载 $\beta = 1$, 则

$$\eta = \left(1 - \frac{p_0 + p_k}{S_N \cos\varphi_2 + p_0 + p_k}\right) \times 100\% = \left(1 - \frac{600 + 1730}{100 \times 10^3 + 600 + 1730}\right) \times 100\% = 97.17\%$$

- (2) 因为最大效率时 $\beta^2 p_k = p_0$, 所以有

$$\beta = \sqrt{p_0 / p_k} = \sqrt{600 / 1730} = 0.535$$

故

$$\eta_{\max} = \left(1 - \frac{2 \times 600}{0.535 \times 100 \times 10^3 \times 0.8 + 2 \times 600}\right) \times 100\% = 97.27\%$$

本章小结

本章是变压器的理论基础。在分析其电磁关系时, 我们可以归结为一条定律, 两项平衡

和三个方法。

一条定律即电磁感应定律。它是变压器存在的基础。没有交变的磁通，就不会有变压器。分析推导出公式 $E_1 = 4.44fN_1\phi_m$ 是一个十分重要的公式，在实践中，特别是在电力系统工作的实践中，当定性分析变压器的一些问题时是十分有用的。

两项平衡即：一、二次侧电势平衡和磁势平衡。

在分析一、二次侧电势平衡时，特别强调了各电气量正方向的规定。这一方面是分析变压器的需要；另一方面电机学作为电路课的后续课，对电路课中的有关重要知识作适当的重复，对巩固电路知识是十分必要的。这里一定要掌握右手螺旋定则，正是在这个定则下规定的 E_1 方向，才有 $e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt}$ 而不是 $+N_1 \frac{d\Phi}{dt}$ 。

在分析负载运行时，得出了磁势平衡方程式 $\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$ ，它反映了变压器把能量从一次侧传送到二次侧的原理及过程。其根本原因是由于 U_1 不变而致使铁心中主磁通 Φ_m 不变，因此，不论 I_2 如何变化， I_1 都按比例地跟着变化以保证产生 Φ_m 的磁势 F_0 不变。在这里仍可注意到二次侧电路中由于应用右手螺旋定则规定 I_2 的正方向和二次绕组的绕向，决定了磁势 \dot{F}_2 与 \dot{F}_1 、 \dot{F}_0 同方向故而才有 $\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$ 而不是 $\dot{F}_1 - \dot{F}_2 = \dot{F}_0$ 。

三个方法即基本方程式、相量图和等效电路。这三个方法是完全一致的，并且紧密地联系着。基本方程式是从变压器的电磁关系推导出来的，它是其他两种方法的基础。一般在作定性分析时用相量图比较直观简便。等效电路是把实际变压器中的电磁场问题转换成简单的电路问题。在作定量分析时，应用等效电路比较方便。事实上在电力系统的计算中频繁地使用变压器的等效电路。

在铁心饱和时，为了得到正弦变化的磁通从而得到正弦变化的 \dot{E}_1 、 \dot{E}_2 、 \dot{U}_2 、 \dot{I}_2 等，励磁电流中必须含有高次谐波，尤其是 3 次谐波。在变压器分析中常采用等效正弦波电流来等值代替，考虑铁损耗后，等效励磁电流超前主磁通一个角度。

对已制成的变压器的参数可以通过空载试验与稳态短路试验求出，利用试验数据来计算各参数的方法应当牢固掌握。

变压器的电压调整率和效率是衡量变压器运行性能的重要指标。 $\Delta U\%$ 的大小表明了变压器运行时二次电压的稳定性，直接影响供电的质量；而效率的高低则直接影响变压器运行的经济性。它们主要取决于负载的大小和性质（受 $\cos\varphi_2$ 影响）以及变压器的各参数（如漏阻抗、铜损耗、铁损耗等），因而，在设计时要正确选择变压器的各参数，不仅要考虑制造成本和经济性，还要考虑到对运行性能的影响。

思 考 题

- 6-1 在分析变压器时，一、二次侧各电磁量的正方向是如何规定的？
- 6-2 变压器中主磁通和一、二次绕组漏磁通的作用有什么不同？它们各是由什么磁势产生的？在等效电路中如何反映它们的作用？
- 6-3 变压器的励磁电抗 X_m 的物理意义何在？一般希望它大还是小好？如果是空气心，则 X_m 是增大了还是减小了？
- 6-4 变压器的外加电压不变，若减少原绕组的匝数，则变压器铁心的饱和程度、空载

电流、铁心损耗和一、二次侧的电动势有何变化?

6-5 为了在变压器一、二次侧得到正弦波感应电动势,当铁心不饱和时励磁电流呈何种波形?当铁心饱和时情形又如何?

6-6 一台额定电压为 220/110V 的变压器,若误将低压侧接到 220V 的交流电源上,将会产生什么样的后果?

6-7 如何将二次侧各量折算到一次侧?变压器折算的原则是什么?

6-8 变压器的电压变化率是如何定义的?它与哪些因素有关?

6-9 为什么可以把变压器的空载损耗看作变压器的铁损耗,短路损耗看作额定负载时的铜损耗?

习 题

6-1 一台单相变压器, $S_N = 5000 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 35/6.0 \text{ kV}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$, 铁心有效面积 $A = 1120 \text{ cm}^2$, 铁心中的最大磁密 $B_m = 1.45 \text{ T}$ 。试求高、低压绕组的匝数和变比。

6-2 一台单相变压器, 已知 $U_{1N}/U_{2N} = 6600/2200 \text{ V}$, $I_{1N}/I_{2N} = 100/3000 \text{ A}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$, 若一次电流为 80A, 问这时二次侧的电流约为多少?

6-3 一台三相变压器, $S_N = 12\,500 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6300/400 \text{ V}$, Dy 连接, 低压绕组的每相匝数为 50 匝。试求:

(1) 高压绕组的每相匝数;

(2) 如果高压侧额定电压由 6300V 改为 1000V, 保持主磁通和低压绕组的额定电压不变, 则新的高、低压绕组每相匝数应是多少?

6-4 一台三相变压器, $S_N = 2000 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 1000/400 \text{ V}$, 一、二次侧绕组均为星形连接。一次绕组接额定电压, 二次绕组接三相对称负载, 负载为星形连接, 每相阻抗为 $Z_L = 0.96 + j0.48 \Omega$, 变压器折合到高压侧的每相短路阻抗为 $Z_k = 0.15 + j0.35 \Omega$ 。该变压器负载运行时, 试计算:

(1) 一、二次侧电流 I_1 、 I_2 ;

(2) 二次端电压 U_2 。

6-5 一台三相变压器, $S_N = 100 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6/0.4 \text{ kV}$, 一、二次侧绕组均为星形连接, 在高压侧做短路电流为 9.4A 时的短路电压为 251.9V, 输入功率为 1.92kW, 求短路电压标幺值的有功功率和无功分量。

6-6 一台单相变压器, $S_N = 100 \text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 6000/230 \text{ V}$, $R_1 = 4.32 \Omega$, $X_1 = 8.9 \Omega$, $R_2 = 0.0063 \Omega$, $X_2 = 0.013 \Omega$ 。求:

(1) 折算到高压侧的短路参数 R_k 、 X_k 和 Z_k ;

(2) 折算到低压侧的短路参数 R'_k 、 X'_k 和 Z'_k ;

(3) 将 (1)、(2) 的参数用标幺值表示, 由计算结果说明什么问题?

(4) 变压器的短路电压 U_k 及其有功分量 $U_{k\sigma}$ 、无功分量 U_{kx} ;

(5) 在额定负载下, 功率因数分别为 $\cos\varphi_2 = 1$ 、 $\cos\varphi_2 = 0.8$ (滞后)、 $\cos\varphi_2 = 0.8$ (超前) 三种情况下的 $\Delta U\%$ 。

6-7 设有一台 50kVA、50Hz、6300/400V、Yy 连接的三相铁心式变压器。空载电流

$I_0=0.075I_N$, $U_0=U_N$, 空载损耗 $p_0=350\text{W}$; 短路电压 $U_k^*=0.055$, $I_k=I_N$, 短路损耗 $p_{kN}=1300\text{W}$ 。(注: 空载试验在低压侧进行, 短路试验在高压侧进行)。求该变压器在空载时的参数 R_m 、 X_m 和短路参数 R_k 、 X_k , 所有参数均归算到高压侧, 作出变压器的近似等效电路。

6-8 一台单相变压器, $S_N=1000\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N}=60\,000/6300\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, 空载试验在低压侧进行, 额定电压时的空载电流 $I_0=19.1\text{A}$, 空载损耗 $p_0=5000\text{W}$; 短路试验在高压侧进行, 额定电流时的短路电压 $U_k=3240\text{V}$, 短路损耗 $p_{kN}=14\,000\text{W}$ (不考虑温度变化的影响)。试求:

- (1) 折算到高压侧的参数, 假定 $R_1=R'_2=1/2R_k$, $X_1=X'_2=1/2X_k$;
- (2) 绘出 T 形电路图, 并标出各量的正方向;
- (3) 计算满载及 $\cos\varphi_2=0.8$ (滞后) 时的效率 η_N ;
- (4) 计算最大效率 η_{\max} 。

6-9 一台三相变压器的容量为 $S_N=3150\text{kVA}$, 连接组别为 Yy11, 额定电压为 $U_{1N}/U_{2N}=10\,000/6600\text{V}$, 今在高压侧做短路试验, 测得额定电流时的短路损耗为 $p_{kN}=25\,000\text{W}$, 短路线电压为 $U_k=500\text{V}$, 并且已知空载损耗为 $P_0=10\,500\text{W}$ 。试计算:

- (1) 用标幺值表示的变压器参数 R_k^* 和 X_k^* ;
- (2) 负载系数 $\beta=0.85$ 、负载功率因数 $\cos\varphi_2=0.8$ (超前) 时变压器的电压调整率 $\Delta U\%$ 和效率 η ;
- (3) 负载功率因数 $\cos\varphi_2=0.8$ (滞后) 时, 变压器的最大效率 η_{\max} 。

6-10 一台三相变压器, $S_N=5600\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N}=6000/3300\text{V}$, 一、二次侧绕组分别为星形、三角形连接, 空载损耗 $P_0=18\text{kW}$, 额定电流时短路损耗 $p_{kN}=56\text{kW}$ 。求:

- (1) 当输出电流 $I_2=I_{2N}$, $\cos\varphi_2=0.8$ 时的效率 η ;
- (2) 效率最大时的负载因数 β_N 。

6-11 一台三相变压器额定数据为: $S_N=1000\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N}=10000/6300\text{V}$, 一、二次侧绕组分别为星形、三角形连接。已知空载损耗 $P_0=4.9\text{kW}$, 短路损耗 $P_{kN}=15\text{kW}$ 。求:

- (1) 当该变压器供给额定负载且 $\cos\varphi_2=0.8$ (滞后) 时的效率;
- (2) 当负载功率因数 $\cos\varphi_2=0.8$ (滞后) 时的最高效率;
- (3) 当负载功率因数 $\cos\varphi_2=1.0$ 时的最高效率。

第七章 三相变压器

电力系统广泛采用三相制,使用较多的是三相变压器。从运行原理来看,三相变压器在对称负载下运行时,各相电压、电流大小相等,相位互差 120° ,因此单相变压器的分析方法及其结论完全适用于三相变压器对称运行时的情况。但三相变压器也有其特殊性,例如三相变压器的磁路系统、三相变压器绕组的连接方法和连接组、三相变压器空载电动势的波形和三相变压器的不对称运行等,这些都是本章所要讨论的重点问题。

第一节 三相变压器的磁路系统

三相变压器的磁路系统可分为各相磁路独立和各相磁路彼此相关两大类。如图 7-1 所示,把 3 个完全相同的单相变压器的一、二次绕组各按一定方式作三相连接,便构成一台三相变压器组或组式三相变压器,这种变压器的特点是各相磁路各自独立,彼此无关。当一次侧接三相对称电源时,各相主磁通和励磁电流也是对称的。

如果把图 7-1 所示的 3 个单相铁心合并成图 7-2 (a) 所示的结构,因 $\dot{\Phi}_A + \dot{\Phi}_B + \dot{\Phi}_C = 0$, 则通过中间铁心柱的磁通始终等于零,因此可将中间铁心柱省去,如图 7-2 (b) 所示。为了制造方便,通常把 3 个铁心柱排列在同一个平面内,如图 7-2 (c) 所示,这就是三相心式变压器的铁心。在这种铁心结构的变压器中,任一瞬间某一相的磁通均以其他两相的铁心为回路,因此各相磁通彼此关联。

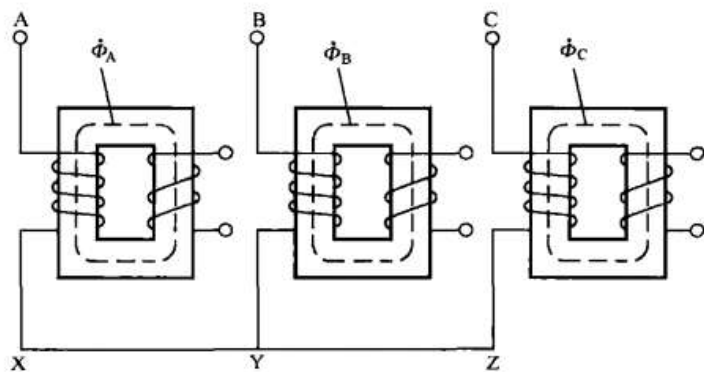


图 7-1 组式三相变压器的磁路

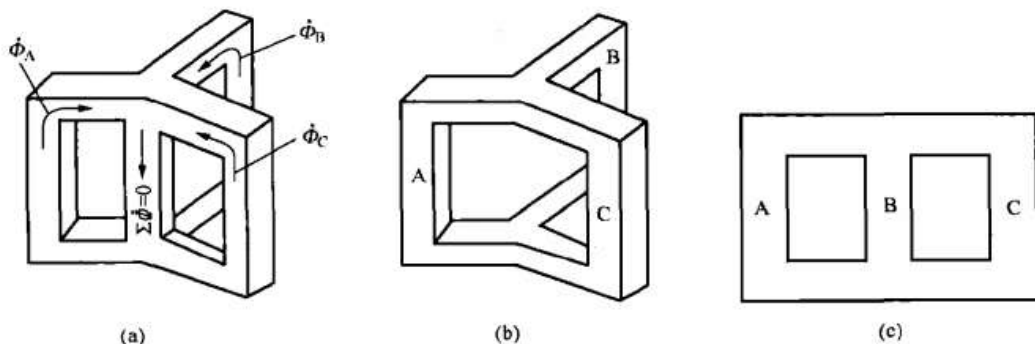


图 7-2 三相心式变压器铁心的构成

由于三相心式变压器的三相磁路长度不同,即使外加三相对称电压,三相励磁电流也不

完全对称,中间铁心柱的一相磁路较短,励磁电流较小,但与负载电流相比,励磁电流很小,它的不对称对变压器负载运行的影响极小,因此仍可看作是三相对称系统。

三相心式变压器与组式比较,其优点为消耗材料少、价格便宜、占地面积小、维护简单等,因而应用较为广泛。只有在大容量巨型变压器中由于运输条件限制或为了减少备用容量才采用三相变压器组。

在三相组式和心式变压器中,各相基波磁通均能沿铁心闭合,但是各相的3次及其3倍次谐波磁通,在组式和心式中的路径却大不相同。对于三相变压器组,三相的磁路是独立的,3次谐波磁通和基波磁通沿同样的铁心闭合,磁路的磁阻很小。对于三相心式变压器情况就不同,各相时间上同相的3次谐波,不能以另外两相的磁路形成回路,只好从变压器的铁轭中散发出来,经油箱壁及其他铁磁体构成回路,遇到的磁阻很大,故3次谐波磁通较小。

在容量大于100MVA的大型变压器中,有时因采用三相心式结构时,铁心太高而运输困难,这时在两侧再加上带旁铁轭的铁心,也可以称为五柱铁心,这种结构虽能降低铁心和铁轭的高度,但整个铁心重量和铁损耗都会增加。

第二节 三相变压器绕组的连接法与连接组

一、绕组的端点标示与极性

变压器绕组首、末端的标示见表7-1。

表 7-1 电力变压器绕组首、末端标示

绕组名称	单相变压器		三相变压器		
	首端	末端	首端	末端	中点
高压绕组	A	X	A B C	X Y Z	O
低压绕组	a	x	a b c	x y z	o
中压绕组	A _m	X _m	A _m B _m C _m	X _m Y _m Z _m	O _m

由于变压器高、低压绕组交链着同一主磁通,当某一瞬间高压绕组的某一端为正电位时,在低压绕组上必有一个端点的电位也为正,则这两个对应的端点称为同极性端,并在对应的端点上用符号“·”或“*”标出。

绕组的极性只取决于绕组的绕向,与绕组首、末端的标示无关。规定绕组电动势的正方向为从首端指向末端。当同一铁心柱上高、低压绕组首端的极性相同时,其电动势相位相同,如图7-3(a)所示。当首端极性不同时,高、低压绕组电动势相位相反,如图7-3(b)所示。

二、三相绕组的连接方式

对于三相变压器,不论是高压绕组还是低压绕组,主要采用星形连接(Y连接)和三角形连接(D连接)两种。

以高压绕组为例,把三相绕组的3个末端X、Y、Z连在一起,结成中点,而把它们三个首端A、B、C引出,便是星形连接,以符号Y表示,如图7-4(a)所示。如果将中点引出则用YN表示;对于低压绕组则用y及yn表示。如果把一相的末端和另一相的首端

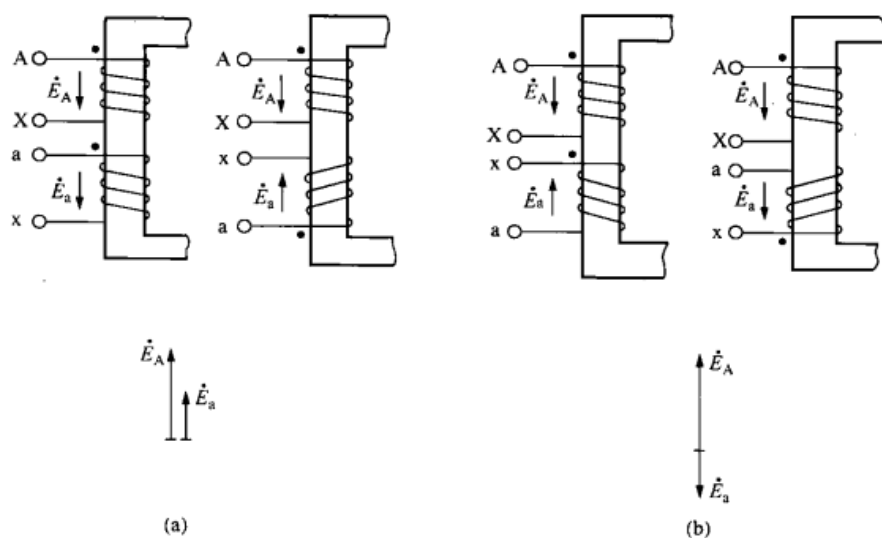


图 7-3 绕组感应电动势的相位关系

连接起来, 顺序形成一闭合电路, 称为三角形连接, 用 D 表示; 对低压绕组用 d 表示。三角形连接有两种连接顺序: 一种按 AX—CZ—BY 的顺序连接, 如图 7-4 (b) 所示; 另一种按 AX—BY—CZ 的顺序连接, 如图 7-4 (c) 所示。

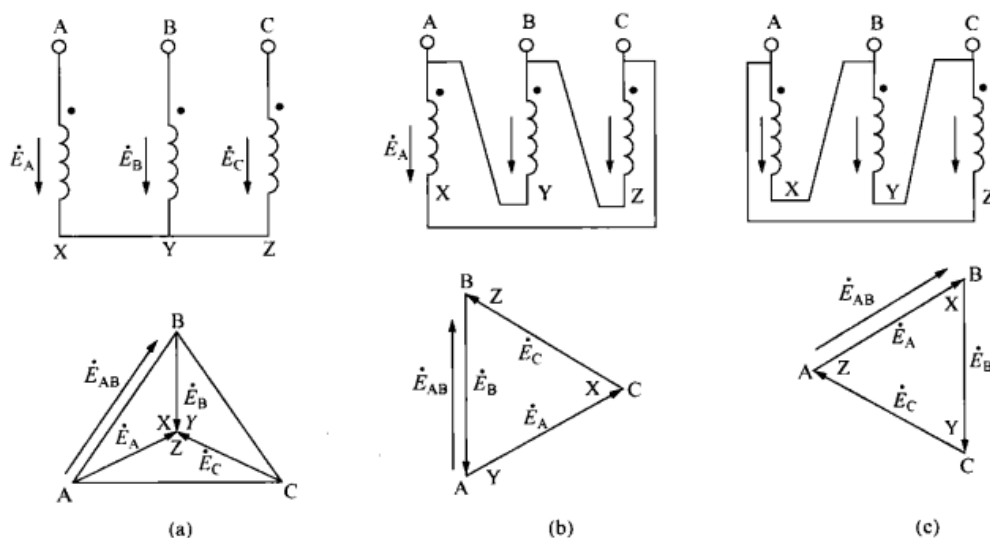


图 7-4 三相绕组的连接方式及相量图

三、三相变压器的连接组——时钟法

(一) 时钟表示的含义

为了形象地表示变压器高、低压绕组对应的线电动势之间的相位关系, 通常用时钟法来表示, 称为变压器的连接组。即把高压绕组的线电动势相量作为时钟的长针 (分针), 且固定指向 12 的位置, 对应的低压绕组的线电动势相量作为时钟的短针 (时针), 其所指的钟点数就是变压器连接组的标号。

(二) 三相变压器的连接组

三相变压器的连接组表示高、低压绕组对应线电动势之间的相位差，不仅与绕组的极性（绕法）和首末端的标示有关，而且与绕组的连接方式有关。

(1) Yy 接法。当各相绕组同铁心柱时，Yy 接法有两种情况。如图 7-5 (a) 所示，高、低压绕组同极性端有相同的首端标示，高、低压绕组相电动势相位相同，则高、低压绕组对应线电动势 \dot{E}_{ab} 和 \dot{E}_{AB} 也同相位，其连接组为 Yy0。图 7-5 (b) 中同极性端有相异的端点标示，高、低压绕组相电动势相位相反，则对应的线电动势 \dot{E}_{ab} 和 \dot{E}_{AB} 相位也相反，因此其连接组为 Yy6。

如果高压绕组的三相标记不变，将低压绕组的三相标记依次轮换为：b→a→c，c→b→a，a→c→b，则可得到其他连接组别：Yy4，Yy8，Yy10，Yy2 等偶数连接组。

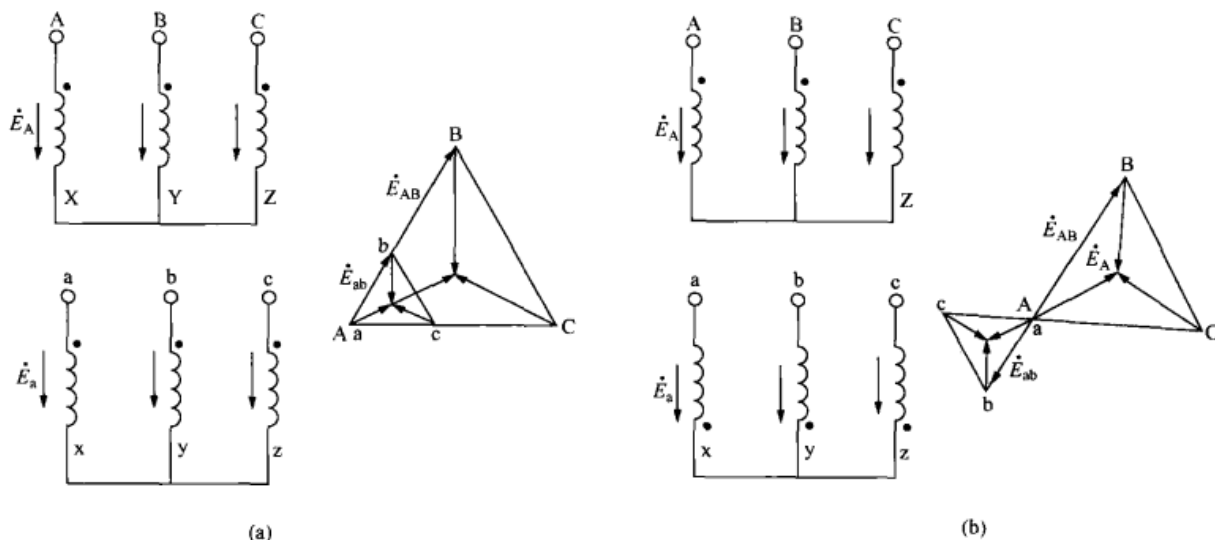


图 7-5 Yy 接法的连接组

(a) Yy0; (b) Yy6

(2) Yd 接法。图 7-6 (a) 中高压绕组为 Y 接法，低压绕组为 d 接法。各相绕组同铁心柱。高、低压绕组以同极性端为首端，故高、低压绕组相电动势同相位，此时低压侧线电动势 \dot{E}_{ab} 超前高压侧对应线电动势 \dot{E}_{AB} 30° ，故连接组为 Yd11。如低压绕组按图 7-6 (b) 所示顺序连接，则 \dot{E}_{ab} 滞后 \dot{E}_{AB} 30° ，其连接组为 Yd1。

改变极性端和相位号的标示，还可得到 Yd3，Yd5，Yd7，Yd9 等奇数连接组。此外，Dd 接法可以得到与 Yy 接法相同的偶数组别，Dy 接法也可以得到与 Yd 接法相同的奇数组别。

在用相量图判断变压器的连接组时应注意以下几点。

- 1) 绕组的极性只表示绕组的绕法，与绕组首末端的标示无关；
- 2) 高、低压绕组的相电动势均从首端指向末端，线电动势 \dot{E}_{AB} 从 A 指向 B；
- 3) 同一铁心柱上的绕组（在连接图中为上下对应的绕组），首端为同极性时相电动势相位相同，首端为异极性时相电动势相位相反；
- 4) 相量图中 A、B、C 与 a、b、c 的排列顺序必须相同，即一、二次侧相序相同。

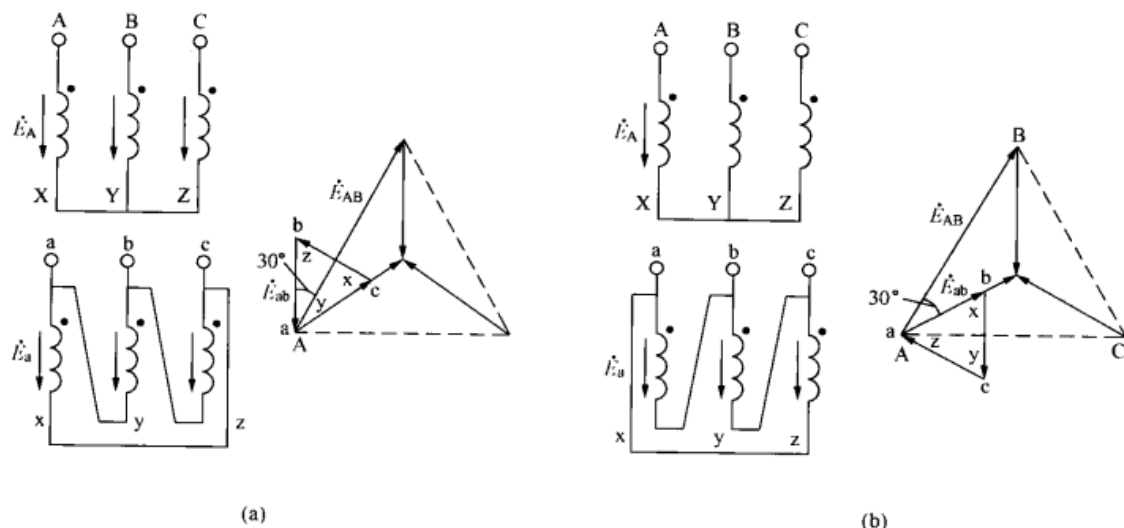


图 7-6 Yd 接法的连接组

(a) Yd11; (b) Yd1

(三) 标准连接组

总的说来, Yy 接法和 Dd 接法可以有 0、2、4、6、8、10 等 6 个偶数连接组别, Yd 接法和 Dy 接法可以有 1、3、5、7、9、11 等 6 个奇数组别, 因此三相变压器共有 12 个不同的连接组别。为了使用和制造上的方便, 我国国家标准规定只生产下列 5 种标准连接组别的电力变压器, 即 Yyn0, Yd11, YNd11, YNy0, Yy0, 其中以前 3 种最为常用; 对于单相变压器, 标准连接组为 II0。

第三节 三相变压器空载电动势波形

在分析单相变压器的空载运行时曾经指出, 由于磁路存在着饱和现象, 当主磁通为正弦波时, 励磁电流必须为尖顶波, 其中除基波外还主要包含有 3 次谐波。但在三相变压器中, 3 次谐波电流在时间上相位相同, 即

$$\begin{aligned} i_{3A} &= I_{3m} \sin 3\omega t \\ i_{3B} &= I_{3m} \sin 3(\omega t - 120^\circ) = I_{3m} \sin 3\omega t \\ i_{3C} &= I_{3m} \sin 3(\omega t - 240^\circ) = I_{3m} \sin 3\omega t \end{aligned}$$

因此, 三相谐波电流能否流通与三相绕组的连接方式有关。

如果三相变压器的一次绕组为 YN 或 D 接法, 则 3 次谐波电流可以流通, 各相磁化电流为尖顶波。在这种情况下, 不论二次侧是 y 接法或 d 接法, 铁心中的主磁通均为正弦波。因此各相电动势也为正弦波。

如果一次绕组为 Y 接法, 则 3 次谐波电流不能流通, 即使电源电压 (线电压) 为正弦波, 每相绕组的电动势也不一定是正弦波, 下面着重分析。

一、Yy 连接的三相变压器

在 Yy 连接的三相变压器里, 3 次谐波电流不能流通, 励磁电流近似为正弦波。由于铁心的饱和现象, 磁通不再是正弦波而近似为平顶波, 除基波外, 还主要包含有 3 次谐波磁通, 如图 7-7 所示。但 3 次谐波磁通的大小取决于三相变压器的磁路系统。

(一) 各相磁路独立的三相变压器组

在三相组式变压器磁路结构中, 由于各相磁路各自独立, 因而 3 次谐波磁通与基波磁通一样在主磁路中能够流通, 其磁阻小, 故 3 次谐波磁通较大, 加之 $f_3 = 3f_1$, 所以 3 次谐波电动势相当大, 其幅值可达基波电动势幅值的 45%~60%, 导致相电动势波形严重畸变, 如图 7-8 所示, 所产生的过电压可能危害绕组的绝缘。因此, 三相变压器组不能采用 Yy 连接。但在线电动势中, 由于 3 次谐波电动势相位相同互相抵消, 其波形仍为正弦。

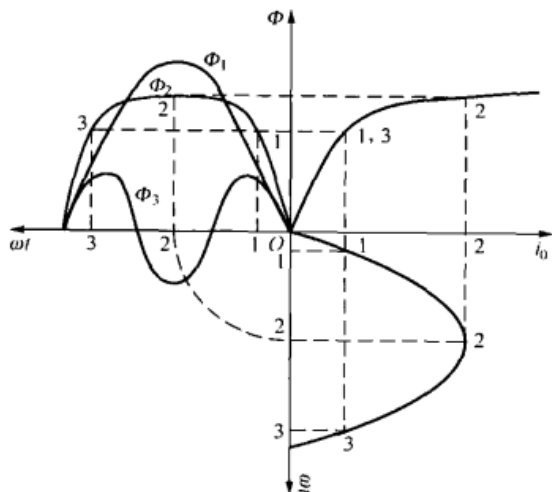


图 7-7 正弦励磁电流产生的磁通波形

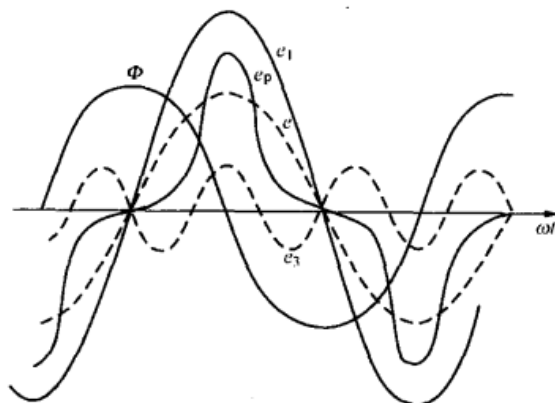


图 7-8 三相变压器组 Yy 连接时的感应电动势波形

(二) 磁路彼此关联的三相心式变压器

在三相心式变压器的磁路结构中, 由于三相磁路互相关联, 因此各相大小相等、相位相同的 3 次谐波磁通不能在主磁路中流通, 只能沿铁心周围的油箱壁等形成闭路, 如图 7-9 所示。由于该磁路磁阻大, 故 3 次谐波磁通很小, 可以忽略不计, 主磁通及相电动势仍可近似地看作正弦波。因此, 三相心式变压器可以接成 Yy 连接 (包括 Yyn 连接)。但因 3 次谐波磁通经过油箱壁及其他铁夹件时会在其中产生涡流, 引起局部发热, 增加损耗。因此这种接法的三相心式变压器其容量一般不超过 1800kVA。

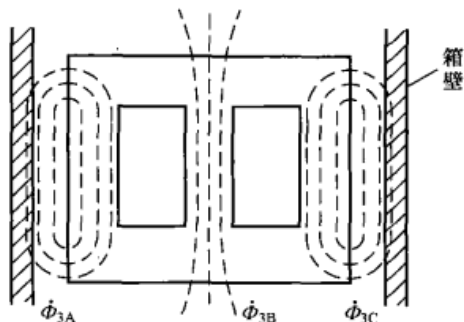


图 7-9 三相心式变压器 3 次谐波磁通路径

二、Yd 连接的三相变压器

当三相变压器采用 Yd 连接时, 和前面的情况比较相似, 3 次谐波电流在一次侧不能流通, 一、二次绕组中交链着 3 次谐波磁通, 感应 3 次谐波电动势。由于二次侧为 d 接法, 三相大小相等、相位相同的 3 次谐波电动势在 d 连接的三相绕组内形成环流。该环流对原有的 3 次谐波磁通起去磁作用, 因此磁路中实际存在的 3 次谐波磁通及相应的 3 次谐波电动势是很小的, 相电动势波形仍接近正弦波。或者从全电流定律解释, 作用在主磁路的磁动势为一、二次侧磁动势之和, 在 Yd 连接中, 由一次侧提供了磁化电流的基波分量, 由二次侧提供了磁化电流的 3 次谐波分量, 其作用与由一次侧单独提供尖顶波磁化电流是等效的。当然也略有不同, 在 Yd 接法中, 为维持 3 次谐波电流仍需有 3 次谐波电动势, 但其量值甚微,

对运行影响不大。这就是为什么在高压系统中大容量变压器需接成 Yd 的理由。这个分析无论对三相心式变压器或是三相变压器组都是适用的。

有些大容量变压器需要接成 Yy 连接,可在铁心柱上加装一套附加绕组,接成 d 连接。它不带负载,专门提供磁化电流中所需的 3 次谐波分量,以改善电动势的波形。

三、Yyn 连接的三相变压器

二次侧有中线,负载时 3 次谐波电流可以流通,因而相电动势的波形有所改善。但是 3 次谐波电流流经负载构成回路,会产生较大的压降,需要由 3 次谐波电动势来平衡,因而产生一定 I_{23} , 所需的 E_{23} 、 Φ_{23} 都比较大。故相电动势波形只是得到一定的改善。至于空载时二次侧开路,相电动势波形仍得不到改善。因此这种接法基本上与 Yy 连接一样,仅在三相心式中采用,三相组式仍不能采用。

第四节 三相变压器的不对称运行

三相变压器在运行中,可能会出现三相负载不平衡或者发生短路故障等情况。例如变压器带有较大的单相负载,或者照明负载三相分布不平衡,或者当一相断电检修,另外两相继续供电等,都可能引起变压器不对称运行情况。当三相负载电流不对称时,变压器内部阻抗压降也不对称,造成二次侧三相电压不对称。

在电力系统中,三相电压是否对称是衡量供电质量的一项重要指标。如果三相电压不对称,会给用电设备带来许多不利影响。例如三相感应电动机在不对称电压下运行,其效率和功率因数等指标均会降低。又如在三相四线制中,若三相电压不对称,可造成相电压升高或降低,对单相负载的运行不利。对变压器本身来讲,三相电压或电流不对称,可能使个别绕组产生过电压或过电流现象。

分析不对称运行一般采用对称分量法。本节介绍对称分量法的原理、各相序阻抗的概念,在此基础上运用对称分量法分析三相变压器在 Yyn 连接时的单相运行。

一、对称分量法

对称分量法是一种线性变换方法,它将任意一组不对称的三相系统的量分解为等效的三个独立系统的三相量,即正序系统分量、负序系统分量和零序系统分量。正序系统三相量大小相等、相位彼此相差 120° ,相序为 abc;负序系统三相量也是大小相等、相位彼此相差 120° ,但相序为 acb;零序系统三相量大小相等、相位相同。例如 \dot{I}_a 、 \dot{I}_b 、 \dot{I}_c 为三相不对称电流,则可表示为

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_a &= \dot{I}_{a+} + \dot{I}_{a-} + \dot{I}_{a0} \\ \dot{I}_b &= \dot{I}_{b+} + \dot{I}_{b-} + \dot{I}_{b0} \\ \dot{I}_c &= \dot{I}_{c+} + \dot{I}_{c-} + \dot{I}_{c0} \end{aligned} \right\} \quad (7-1)$$

式中: \dot{I}_{a+} 、 \dot{I}_{b+} 、 \dot{I}_{c+} 为三相正序电流分量,且满足

$$\dot{I}_{b+} = a^2 \dot{I}_{a+}; \quad \dot{I}_{c+} = a \dot{I}_{a+} \quad (7-2)$$

\dot{I}_{a-} 、 \dot{I}_{b-} 、 \dot{I}_{c-} 为三相负序电流分量,且满足

$$\dot{I}_{b-} = a \dot{I}_{a-}; \quad \dot{I}_{c-} = a^2 \dot{I}_{a-} \quad (7-3)$$

\dot{I}_{a0} 、 \dot{I}_{b0} 、 \dot{I}_{c0} 为三相零序电流分量，且满足

$$\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0} \quad (7-4)$$

a 为复数算子，其值为

$$a = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; \quad a^2 = e^{j240^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a^3 = 1; \quad a^2 + a + 1 = 0$$

任何相量乘 a ，表示该相量逆时针旋转 120° ，乘 a^2 表示顺时针旋转 120° 。

将式 (7-2) ~ 式 (7-4) 代入式 (7-1)，可得对称相序分量，即对称分量

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{a+} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a\dot{I}_b + a^2\dot{I}_c) \\ \dot{I}_{a-} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a^2\dot{I}_b + a\dot{I}_c) \\ \dot{I}_{a0} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c) \end{aligned} \right\} \quad (7-5)$$

由此可见，如果已知三相不对称电流，根据式 (7-5) 就能求出其对称分量；反之，如果已知各对称分量，根据式 (7-1) 就能求出三相不对称电流。这种变换关系是唯一的。图 7-10 是用相量来表示的这种关系，其中图 (a)、图 (b)、图 (c) 所示为三组对称的三相电流，图 (d) 是它们合成后的不对称三相电流。以上的分析同样适用于电压。

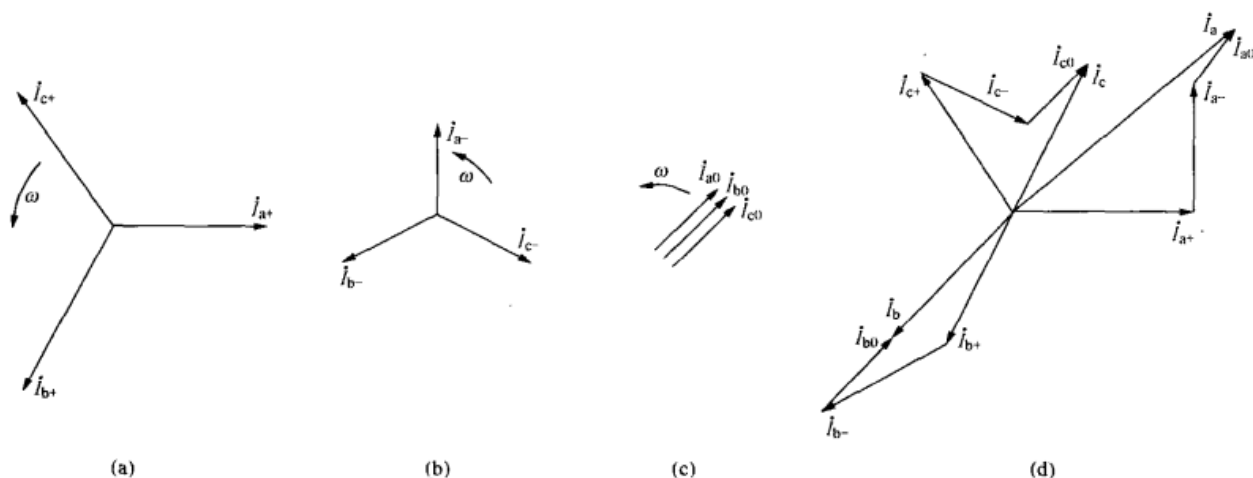


图 7-10 对称分量的合成

二、三相变压器各相序阻抗和等效电路

(一) 正序阻抗、负序阻抗及其等效电路

正序电流所遇到的阻抗称为正序阻抗。正序电流是大小相等、相位彼此相差 120° 的三相对称系统，就一相而言，与第六章所分析的单相变压器情况一样，因此图 6-14 就是正序系统的简化等效电路，其阻抗为 $Z_+ = Z_k = R_k + jX_k$ 。

负序电流所遇到的阻抗称为负序阻抗。由于正序和负序均是对称的，仅存在 B 相超前还是 C 相超前的差别，对变压器的电磁本质没有什么不同。因此负序系统的等效电路、负

序阻抗与正序系统相同, 即 $Z_- = Z_+ = Z_k$ 。

(二) 零序阻抗及其等效电路

零序电流遇到的阻抗称为零序阻抗。零序阻抗比较复杂, 它不仅与三相变压器绕组的连接方式有关, 而且与磁路的结构有关。

(1) 绕组连接方式的影响。

三相绕组的连接方式不会影响漏阻抗的大小, 但对零序电流的流通影响很大。对于 Y 接法, 三相同相位的零序电流不能流通, 因此在零序等效电路中, Y 接法的一侧电路应是开路, 即从该侧看进去的零序阻抗 $Z_0 = \infty$; 对于 YN 接法, 三相零序电流可沿中线流通, 因此零序等效电路中 YN 一侧应为通路; 三相变压器作 D 连接时, 三相零序电流可在 D 绕组内流通, 但从外电路看, 零序电流既不能流进, 也不能流出, 因此在零序等效电路中, D 连接一侧相当于变压器内部短接, 但从外部看进去应是开路。

图 7-11~图 7-14 所示分别为 Yyn、YNy 和 YNd 和 Yd 连接时的零序等效电路。所有图中, 图 (a) 是零序电流的流通情况, 图 (b) 是零序等效电路, Z_0 是从该侧看进去的零序阻抗。

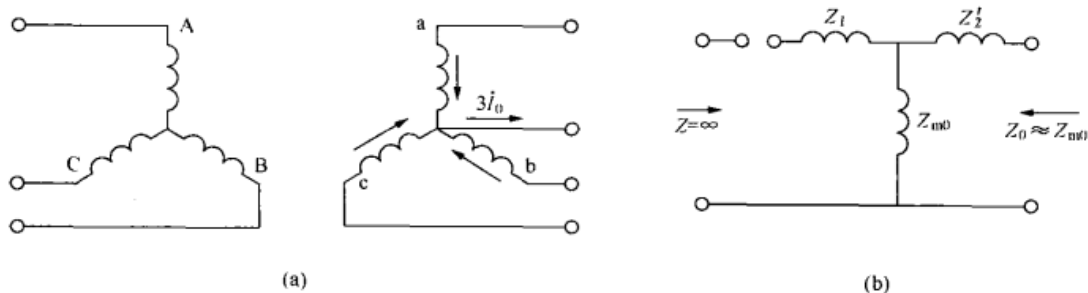


图 7-11 Yyn 连接时的零序等效电路

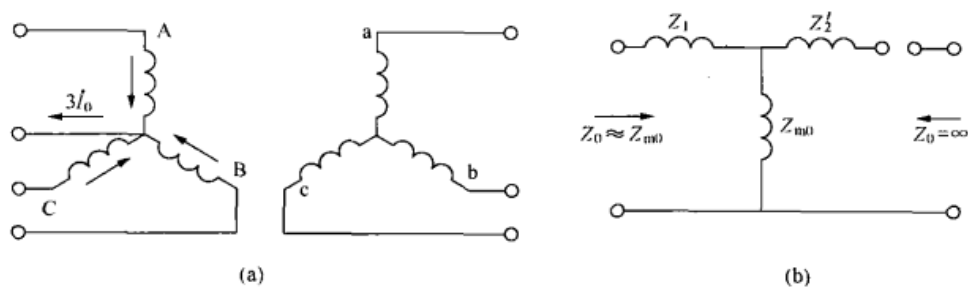


图 7-12 YNy 连接时的零序等效电路

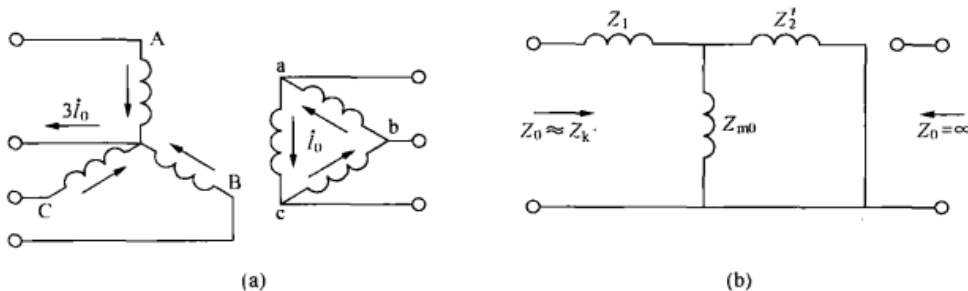


图 7-13 YNd 连接时的零序等效电路

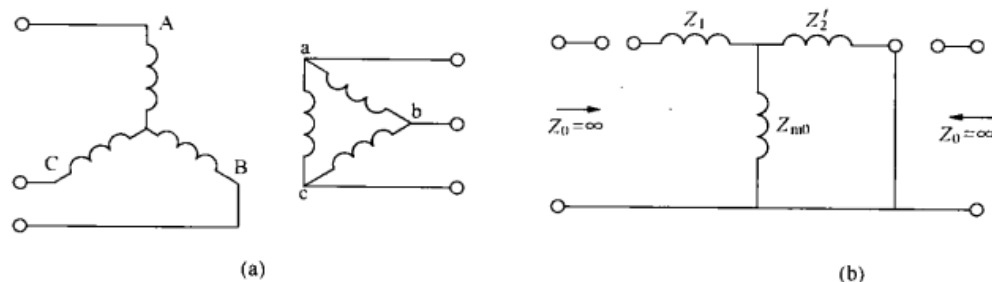


图 7-14 Yd 连接时的零序等效电路

(2) 磁路结构的影响。

在零序等效电路中，零序电流的励磁阻抗 Z_{m0} 与磁路的结构有很大的关系。对于三相变压器组，各相磁路独立、彼此无关，三相零序电流产生的三相同相位的零序磁通可沿各相自己的铁心闭合，其磁路为主磁路，因此零序励磁阻抗与正序励磁阻抗相同，即

$$Z_{m0} = Z_m = R_m + jX_m$$

对于三相心式变压器，各相磁路互相关联，三相零序磁通不能沿铁心闭合，只能像 3 次谐波磁通那样沿油箱壁闭合，其磁阻大，因而零序励磁阻抗 Z_{m0} 比较小。一般电力变压器 $Z_{m0}^* = 0.3 \sim 1.0$ ，平均值为 0.6；而 $Z_m^* = 20$ 以上， $Z_k^* = 0.05 \sim 0.10$ ，可见 $Z_m \gg Z_{m0}$ ， Z_{m0} 更接近于 Z_k 的大小。

(三) 零序阻抗的测定

YNd 和 Dyn 接法的三相变压器 $Z_0 = Z_k$ ，无需另行测量。Yyn 接法的三相变压器 Z_0 的测量方法是：把二次侧三个绕组首尾串联接到单相电源上，以模拟零序电流和零序磁通的流通情况，一次侧开路，如图 7-15 所示。测量电压 U 、电流 I 和功率 P ，则从二次侧看的零序阻抗为

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \frac{U}{3I} \\ R_0 &= \frac{P}{3I^2} \\ X_0 &= \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} \end{aligned} \right\} \quad (7-6)$$

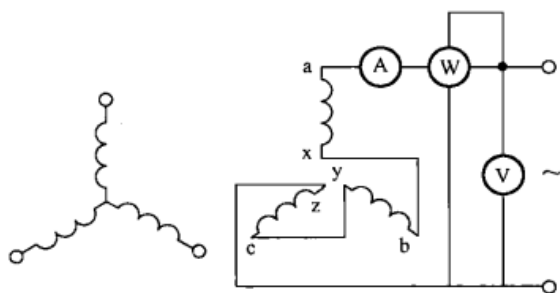


图 7-15 测量零序励磁阻抗的线路图

对于 YNy 连接的三相变压器，将一次侧绕组串联，二次侧绕组开路，便可测出从一次侧看的零序阻抗。

三、三相变压器 Yyn 连接时的单相运行

在此仅以三相变压器 Yyn 连接的单相运行为例进行分析说明。

外加三相对称电压时 Yyn 连接单相运行的线路图如图 7-16 所示。单相负载 Z_L 接在 a 相。

为简单起见，将一次侧各量折算到二次侧，且不加折算号“'”。

首先按端点条件列出方程

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_a &= I \\ \dot{I}_b &= \dot{I}_c = 0 \\ \dot{U}_a &= \dot{I} Z_L \end{aligned} \right\} \quad (7-7)$$

将二次侧电流分解为对称分量

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{a+} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a\dot{I}_b + a^2\dot{I}_c) = \frac{1}{3}\dot{I} \\ \dot{I}_{a-} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a^2\dot{I}_b + a\dot{I}_c) = \frac{1}{3}\dot{I} \\ \dot{I}_{a0} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c) = \frac{1}{3}\dot{I} \end{aligned} \right\} \quad (7-8)$$

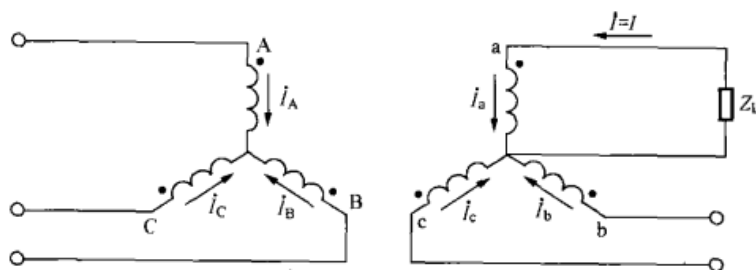


图 7-16 Yyn 连接时的单相运行

在忽略励磁电流的情况下，一次侧折算电流 $\dot{I}_{A+} = -\dot{I}_{a+}$ ， $\dot{I}_{A-} = -\dot{I}_{a-}$ 。由于一次侧为 Y 连接，相电流只有正序分量和负序分量，即

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_{A+} + \dot{I}_{A-} = -(\dot{I}_{a+} + \dot{I}_{a-}) = -\frac{2}{3}\dot{I} \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_{B+} + \dot{I}_{B-} = -(a^2\dot{I}_{a+} + a\dot{I}_{a-}) = \frac{1}{3}\dot{I} \\ \dot{I}_C &= \dot{I}_{C+} + \dot{I}_{C-} = -(a\dot{I}_{a+} + a^2\dot{I}_{a-}) = \frac{1}{3}\dot{I} \end{aligned} \right\} \quad (7-9)$$

下面分析各电压分量。由于外加电压为对称系统，故只有正序电压 \dot{U}_A 、 \dot{U}_B 、 \dot{U}_C ，而没有负序和零序分量。但由于负载电流不对称，在二次侧会产生负序和零序电流及相应的磁通，它们会在一次、二次侧绕组中产生负序电压和零序电压。

一次侧中的负序电流 \dot{I}_{A-} 、 \dot{I}_{B-} 、 \dot{I}_{C-} 能以电源为回路。由于一次、二次侧负序电流产生的磁动势平衡，负序压降仅为负序阻抗压降，其值不大。

零序的情况则不相同，由于零序电流只能在二次侧流通，在一次侧电路中虽有零序电动势，却无零序电流，因此二次侧的零序电流全部为励磁电流，一次侧的零序电压即为零序电动势。Yyn 连接时各相序等效电路如图 7-17 所示。

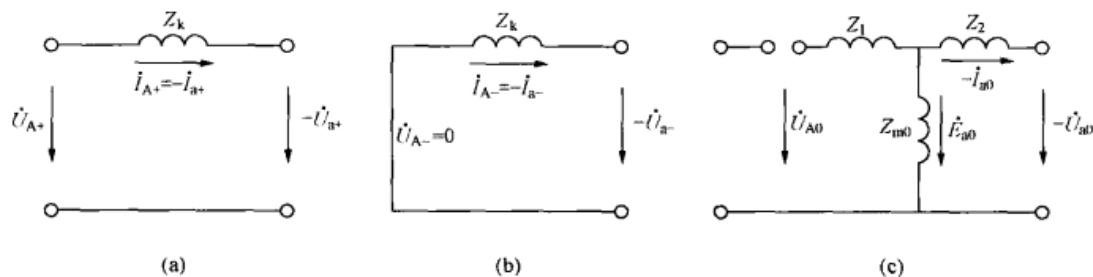


图 7-17 Yyn 连接时各相序等效电路

(a) 正序等效电路；(b) 负序等效电路；(c) 零序等效电路

各相序电压平衡方程式为

$$\left. \begin{aligned} -\dot{U}_{a+} &= \dot{U}_{A+} + \dot{I}_{a+} Z_k \\ -\dot{U}_{a-} &= \dot{I}_{a-} Z_k \\ -\dot{U}_{a0} &= \dot{I}_{a0} Z_2 - \dot{E}_{a0} \\ -\dot{U}_{A0} &= -\dot{E}_{a0} \end{aligned} \right\} \quad (7-10)$$

由此可得电压表达式

$$\left. \begin{aligned} -\dot{U}_a &= -(\dot{U}_{a+} + \dot{U}_{a-} + \dot{U}_{a0}) = \dot{U}_{A+} + \dot{I}_{a+} Z_k + \dot{I}_{a-} Z_k + \dot{I}_{a0} Z_2 - \dot{E}_{a0} \\ -\dot{U}_b &= -(\dot{U}_{b+} + \dot{U}_{b-} + \dot{U}_{b0}) = \dot{U}_{B+} + \dot{I}_{b+} Z_k + \dot{I}_{b-} Z_k + \dot{I}_{b0} Z_2 - \dot{E}_{b0} \\ -\dot{U}_c &= -(\dot{U}_{c+} + \dot{U}_{c-} + \dot{U}_{c0}) = \dot{U}_{C+} + \dot{I}_{c+} Z_k + \dot{I}_{c-} Z_k + \dot{I}_{c0} Z_2 - \dot{E}_{c0} \end{aligned} \right\} \quad (7-11)$$

已知

$$\dot{U}_a = \dot{I}_a Z_L$$

或

$$\dot{U}_{a+} + \dot{U}_{a-} + \dot{U}_{a0} = (\dot{I}_{a+} + \dot{I}_{a-} + \dot{I}_{a0}) Z_L \quad (7-12)$$

将它们代入式 (7-11) 的第一式, 并考虑到 $\dot{I}_{a+} = \dot{I}_{a-} = \dot{I}_{a0} = \frac{1}{3} \dot{I}$, 可得

$$-\dot{I}_{a+} = -\dot{I}_{a-} = -\dot{I}_{a0} = \frac{\dot{U}_{A+}}{2Z_k + Z_2 + Z_{m0} + 3Z_L} \quad (7-13)$$

相应的等效电路如图 7-18 所示, 式 (7-13) 中参数 Z_k 、 Z_2 和 Z_{m0} 为已知, 电源相电压 \dot{U}_{A+} 、负载阻抗 Z_L 也为已知, 这样便可求出 \dot{I}_{a+} 、 \dot{I}_{a-} 、 \dot{I}_{a0} 及负载电流

$$-\dot{I} = -(\dot{I}_{a+} + \dot{I}_{a-} + \dot{I}_{a0}) = \frac{3\dot{U}_{A+}}{2Z_k + Z_2 + Z_{m0} + 3Z_L} \quad (7-14)$$

由于 $Z_k \gg Z_{m0}$, $Z_2 \ll Z_{m0}$, 如果将 Z_k 、 Z_2 忽略, 则

$$-\dot{I} = \frac{3\dot{U}_{A+}}{Z_{m0} + 3Z_L} = \frac{\dot{U}_{A+}}{\frac{1}{3}Z_{m0} + Z_L} \quad (7-15)$$

忽略 Z_k 、 Z_2 后, 一、二次侧相电压相等, 即

$$\left. \begin{aligned} -\dot{U}_a &= \dot{U}_{A+} - \dot{E}_{a0} = \dot{U}_A \\ -\dot{U}_b &= \dot{U}_{B+} - \dot{E}_{b0} = \dot{U}_B \\ -\dot{U}_c &= \dot{U}_{C+} - \dot{E}_{c0} = \dot{U}_C \end{aligned} \right\} \quad (7-16)$$

由式 (7-16) 可以画出简化相量图, 如图 7-19 所示。可见, 尽管外加线电压对称, 当二次侧接单相负载后, 在每相上叠加有零序电动势, 造成相电压不对称。在相量图中表现为相电压中点偏离了线电压三角形的几何中心, 这种现象称为“中点浮动”。中点浮动的程度取决于 E_{a0} , 而 E_{a0} 又取决于零序电流的大小和磁路结构。

如果是三相心式变压器, 由于零序磁通遇到的磁阻较大, Z_{m0} 较小, 因此只要适当限制

中线电流, E_{a0} 就不致太大, 所造成的相电压偏移也就不大。负载电流的大小主要取决于负载阻抗 Z_L , 因此这种结构的三相变压器可以带一相到中性点的负载。

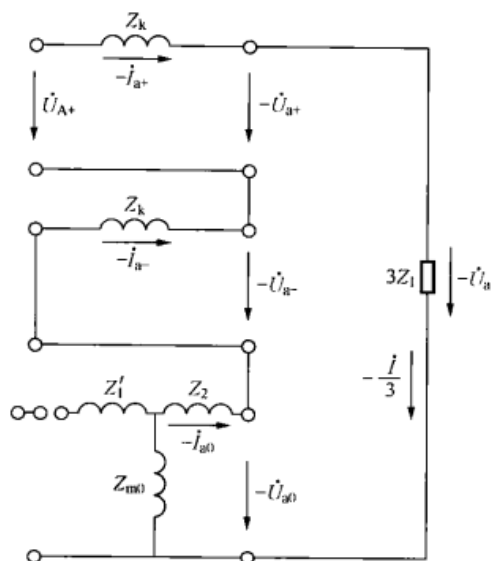


图 7-18 Yyn 连接时带单相负载的等效电路

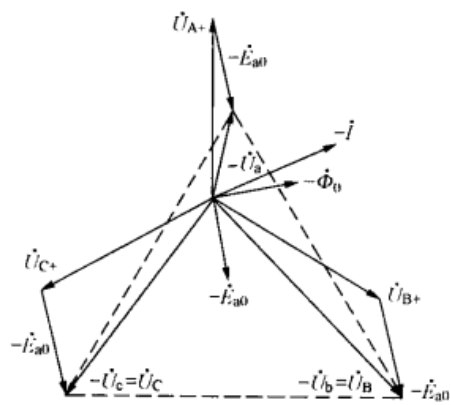


图 7-19 Yyn 连接时带单相负载的相量图

如为三相变压器组, 零序磁通所遇到的磁阻较小, $Z_{m0} = Z_m$ 。很小的零序电流就会产生很大的零序电动势, 造成中点浮动较大, 相电压严重不对称。负载电流的大小主要受 Z_{m0} 的限制, 即使负载阻抗 Z_L 很小, 负载电流也大不起来。在极端的情况下, 如一相发生短路, $Z_L = 0$, 则 $-I = \frac{3\dot{U}_{A+}}{Z_m}$, 即短路电流仅为正常励磁电流的 3 倍。但此时 $\dot{U}_a = 0$ 、 $\dot{E}_{a0} = \dot{U}_{A+}$, 使其余两相电压提高到原来的 $\sqrt{3}$ 倍, 这是很危险的。因此三相变压器组不能接成 Yyn 连接。

本章小结

本章主要研究了三相变压器的磁路系统、连接方式以及三相变压器的电动势及励磁电流的波形问题。

三相变压器的磁路系统分为各相磁路彼此独立的三相变压器组和各相磁路彼此相关的三相铁心式变压器两种。

三相变压器的一次侧绕组、二次侧绕组, 可以接成星形, 也可以接成三角形。三相变压器一、二次侧对应线电动势 (或电压) 间的相位关系与绕组绕向、标示和三相绕组的连接方法有关, 其相位差均为 30° 的倍数, 通常用时钟表示法来表明其连接组别, 共有 12 个组别。为了生产和使用方便, 规定了 5 种标准连接组。

不同磁路结构和不同连接方法的三相变压器, 其励磁电流中的 3 次谐波分量流通情况不同。对于 Yy 连接的三相变压器组, 由于 3 次谐波电流流不通, 而 3 次谐波的磁通在铁心中可以畅通, 造成 3 次谐波电动势幅值较大, 导致相电动势波形畸变和相电压的升高。因此, 三相变压器组不能接成 Yy 运行。

此外, 还研究了变压器不对称运行的问题。阐述了对称分量法的原理以及不对称系统分解为三个对称系统的思路和方法。最后, 以 Yyn 连接时带单相负载的情况进行了分析。

思 考 题

- 7-1 三相变压器的连接组由哪些因素决定？
- 7-2 三相变压器组和三相心式变压器在磁路结构上有什么特点？高、低压侧相电动势、线电动势之间的相位关系、判断原则各是什么？
- 7-3 任何变压器连接组都可以用时钟表示法表示吗？为什么？
- 7-4 为什么大容量变压器常接成 Yd 而不接成 Yy 呢？为什么 Yyn 接法不能用于三相变压器组，却可以用于三相心式变压器？
- 7-5 Yd 接法的三相变压器中，3 次谐波电动势在 d 接法的绕组中能形成环流，基波电动势能否在 d 接法的绕组中形成环流呢？
- 7-6 如何从试验中确定变压器一、二次侧的绕向？
- 7-7 为什么变压器的正序阻抗和负序阻抗相同？变压器的零序阻抗取决于哪些因素？

习 题

7-1 一台单相变压器， $U_{1N}/U_{2N}=220/110\text{V}$ ，一次绕组标示 AX，二次绕组标示 ax。将 X 与 a 连接，高压绕组接到 220V 的交流电源上，电压表接在 Ax 上，如 A、a 同极性，电压表读数约为多少？如 A、a 异极性呢？

7-2 根据图 7-20 所示的接线图，确定其连接组别。

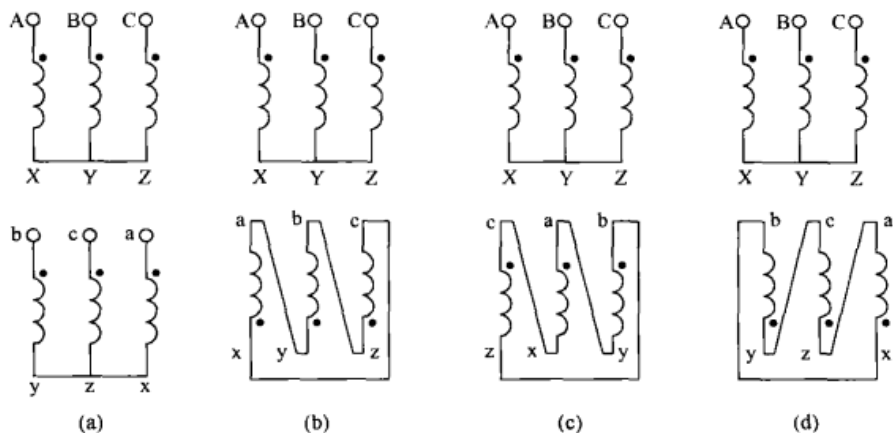


图 7-20 题 7-2 的图

7-3 根据下列变压器的连接组别画出其接线图。

- (1) Yd5;
- (2) Yy4;
- (3) Dy11。

7-4 试将三相不对称电压 $\dot{U}_A=220\angle 0^\circ\text{V}$ ， $\dot{U}_B=200\angle -110^\circ\text{V}$ ， $\dot{U}_C=215\angle -250^\circ\text{V}$ ，分解为对称分量。

7-5 已知三相不对称系统中 A 相电流的对称分量 $\dot{I}_{A+}=20\angle 0^\circ\text{A}$ ， $\dot{I}_{A-}=5-j0.866\text{A}$ ，

$\dot{I}_{A0} = j5\text{A}$ 。试求三相不对称电流分量。

7-6 一台容量为 110kVA, Yyn0 连接组的三相心式变压器, $U_{1N}/U_{2N} = 6000/300\text{V}$, $Z_k^* = 0.02 + j0.05$, $Z_{m0}^* = 0.1 + j0.6$ 。如发生单相对地短路, 试求:

- (1) 一次绕组的三相电流;
- (2) 二次侧的三相电压;
- (3) 中点浮动的数值。

第八章 变压器的并联运行

为了提高电网供电的可靠性和经济性,现代发电厂和变电所均采用多台变压器并联运行的方式。变压器的并联运行是指将两台或多台变压器的一次侧和二次侧分别接在公共母线上,同时向负载供电的运行方式,如图8-1所示。

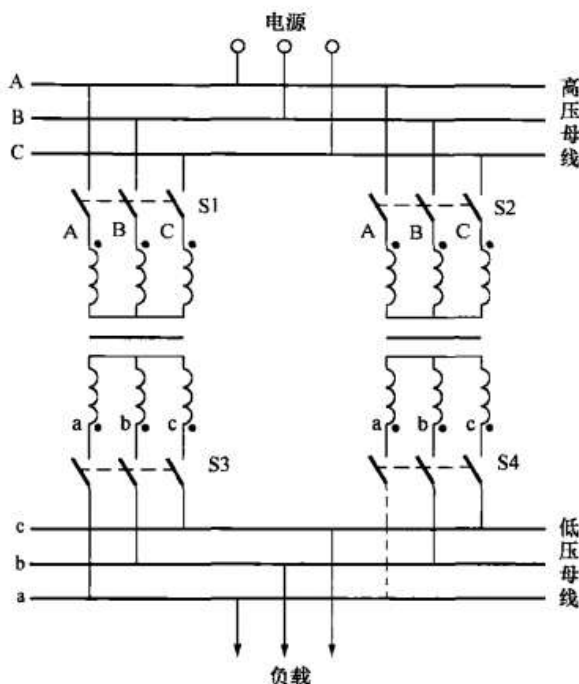


图 8-1 变压器的并联运行

并联运行的优点在于:①可以提高供电的可靠性。若某台变压器发生故障或需要检修时,可以将它从电网切除,其他变压器仍向重要用户供电,以减少停电损失。②可以根据负荷的大小调整投入并联运行变压器的台数,以提高运行效率。③可以减少备用容量,并可随着用电量的增加,分期分批地安装新的变压器,以减少初投资。

当然,并联变压器的台数也不宜太多,因为在总容量相同的情况下,一台大容量变压器要比几台小容量变压器造价低、基建投资少、占地面积小,电能损耗也小。

第一节 变压器的理想并联运行条件

一、变压器理想并联运行条件

变压器并联运行时,理想的情况是:①空载时并联的各变压器二次侧绕组之间没有环流。因为环流不仅引起附加损耗,使温升升高、效率降低,而且还占用设备容量。②带负载后各变压器的负载系数相等,即各变压器所带负载的大小与各自的容量成正比,使各台变压器的容量都能得到充分利用。③负载时各变压器对应相的电流相位相同。这样总负载电流等于各台变压器负载电流的算术和,若各变压器二次侧的电流一定时它们共同承担的总电流最大。

为达到上述理想情况,并联运行的变压器必须满足以下三个条件:

- (1) 各变压器高、低压侧的额定电压分别相等,即各变压器的变比相等;
- (2) 各变压器的连接组相同;
- (3) 各变压器短路阻抗的标幺值 Z_k^* 相等。

实际运行中,上述三个条件应尽可能要满足,尤其是条件(2)必须严格保证。

二、连接组标号不同对并联运行的影响

因为变压器连接组不同时,当各变压器的一次侧接到同一电源、二次侧各线电压之间至少有 30° 的相位差。例如 Yy0 和 Yd11 两台变压器并联时,二次侧的线电压即使大小相等,由于对应线电压之间相位相差 30° ,也会在它们之间产生一电压差 $\Delta \dot{U}$,如图 8-2 所示。 $\Delta \dot{U}$ 的大小可达到 $\Delta U_2 = 2U_2 \sin 15^\circ = 0.518U_2$ 。

这样大的电压差作用在变压器二次绕组所构成的回路上,必然产生很大的环流(几倍于额定电流),它将烧坏变压器的绕组。因此连接组不同的变压器绝对不能并联运行。

三、变压器变比不等时的并联运行

当并联运行的变压器变比不等时,在并联运行的变压器之间也会产生环流。下面以两台变压器并联运行为例来进行分析。设两台变压器连接组别和短路阻抗的标幺值都相同,但变比 $k_I \neq k_{II}$,一次侧接入同一电源,因而一次侧电压相等,但由于变比不等,二次侧的空载电压 \dot{U}_{20I} 、 \dot{U}_{20II} 便不相等。设 $k_I < k_{II}$,则 $U_{20I} > U_{20II}$,其电压差 $\Delta \dot{U}_{20} = \dot{U}_{20I} - \dot{U}_{20II} \neq 0$ 。当两台变压器并联后,在 $\Delta \dot{U}_{20}$ 的作用下必然在两台变压器之间产生环流 \dot{I}_c ,如图 8-3 所示。环流的大小由短路阻抗所限制(折算到二次侧)。

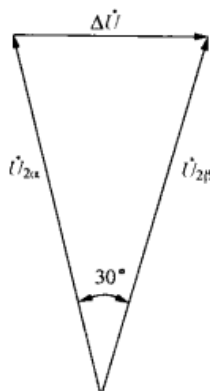


图 8-2 两台 Yy0 和 Yd11 连接变压器并联时的相位差

$$\dot{I}_c = \frac{\Delta \dot{U}_{20}}{Z_{kI} + Z_{kII}} = \frac{\dot{U}_1 \left(\frac{1}{k_I} - \frac{1}{k_{II}} \right)}{Z_{kI} + Z_{kII}} \quad (8-1)$$

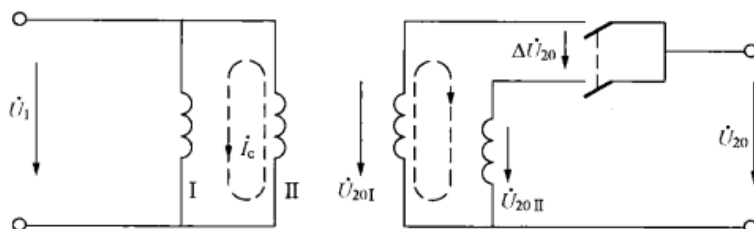


图 8-3 变比不等时的并联运行

由于 Z_k 很小,不大的 k 值差异就会引起较大的环流。一般要求空载环流不超过额定电流的 10%,故要求变比的偏差应不大于 1%。

因此,在实际运行中,条件(1)和(3)允许有小的差别。并联变压器的变比 k_1 、 k_2 的偏差不得超过 1%,短路阻抗 Z_k^* 的差值不应超过 10%。

第二节 变压器并联运行时的负载分配

当并联运行的变压器阻抗标幺值 Z_k^* 不相等时,各并联变压器承担的负载系数将不会相等,下面分析并联运行变压器的负载分配问题。

设两台并联运行的变压器连接组相同、变比相等,但阻抗标幺值不等,其简化等效电路如图 8-4 所示。

从简化等效电路可得

$$\left. \begin{aligned} i &= i_{\text{I}} + i_{\text{II}} \\ i_{\text{I}} Z_{\text{kI}} &= i_{\text{II}} Z_{\text{kII}} \end{aligned} \right\} \quad (8-2)$$

用标幺值表示

$$\frac{i_{\text{I}} Z_{\text{kI}}}{I_{\text{NI}} \frac{U_{\text{N}}}{I_{\text{NI}}}} = \frac{i_{\text{II}} Z_{\text{kII}}}{I_{\text{NII}} \frac{U_{\text{N}}}{I_{\text{NII}}}}$$

即

$$i_{\text{I}}^* Z_{\text{kI}}^* = i_{\text{II}}^* Z_{\text{kII}}^*$$

或

$$\frac{i_{\text{I}}^*}{i_{\text{II}}^*} = \frac{Z_{\text{kII}}^*}{Z_{\text{kI}}^*} \quad (8-3)$$

式(8-3)表明,两台并联变压器负载电流的标幺值与其短路阻抗的标幺值成反比。其中各量均为复数量。

由于变压器短路阻抗角相差不大,短路阻抗角的差别对并联变压器的负载分配影响不大,因此式(8-3)可以写成标量的形式,且用 Z_{k}^* 表示其模 $|Z_{\text{k}}^*|$ 。

$$\frac{I_{\text{I}}^*}{I_{\text{II}}^*} = \frac{Z_{\text{kII}}^*}{Z_{\text{kI}}^*} = \frac{u_{\text{kII}}}{u_{\text{kI}}} \quad (8-4)$$

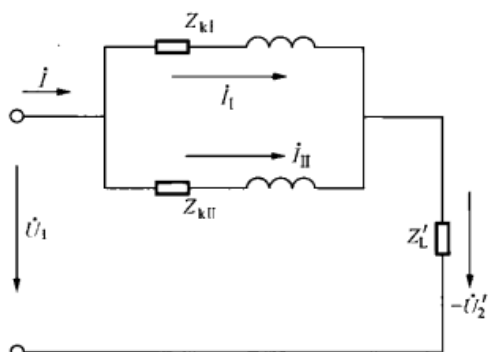


图 8-4 阻抗标幺值不等时并联运行的简化等效电路

设变压器负载运行时二次电压 $U_2 = U_{2\text{N}}$ 保持不变,则负载系数

$$\beta = I_2^* = \frac{I_2}{I_{2\text{N}}} = \frac{I_2 U_{2\text{N}}}{I_{2\text{N}} U_{2\text{N}}} = \frac{S}{S_{\text{N}}} = S^*$$

式(8-4)可写成

$$\frac{\beta_{\text{I}}}{\beta_{\text{II}}} = \frac{Z_{\text{kII}}^*}{Z_{\text{kI}}^*} = \frac{u_{\text{kII}}}{u_{\text{kI}}} \quad (8-5)$$

式(8-5)不难推广到多台变压器并联运行的情况。当有 n 台变压器并联运行时,第 i 台变压器的负载系数计算式为

$$\beta_i = \frac{S}{Z_{\text{ki}}^* \sum_{i=1}^n \frac{S_{\text{Ni}}}{Z_{\text{ki}}^*}} \quad (8-6)$$

其中

$$S = S_{\text{I}} + S_{\text{II}} + \cdots + S_{\text{n}}$$

$$\sum_{i=1}^n \frac{S_{\text{Ni}}}{Z_{\text{ki}}^*} = \frac{S_{\text{NI}}}{Z_{\text{kI}}^*} + \frac{S_{\text{NII}}}{Z_{\text{kII}}^*} + \cdots + \frac{S_{\text{Nn}}}{Z_{\text{knn}}^*}$$

【例 8-1】 两台并联运行的变压器 $S_{\text{NI}} = 3150\text{kVA}$, $u_{\text{kI}} = 7.3\%$, $S_{\text{NII}} = 4000\text{kVA}$, $u_{\text{kII}} = 7.6\%$, 连接组和变比相同。

(1) 设两台变压器并联运行时总负载为 6800kVA , 求每台变压器承担的负载大小。

(2) 在不允许任何一台变压器过载的情况下, 求并联变压器组最大输出负载。并联组的利用率是多少?

解 (1) 由已知条件可得

$$\frac{\beta_I}{\beta_{II}} = \frac{u_{kII}}{u_{kI}} = \frac{7.6}{7.3}$$

$$\beta_I S_{NI} + \beta_{II} S_{NII} = 3150\beta_I + 4000\beta_{II} = 6800$$

解得 $\beta_I = 0.972$, $\beta_{II} = 0.934$, 则

$$S_I = \beta_I S_{NI} = 0.972 \times 3150 = 3062(\text{kVA})$$

$$S_{II} = \beta_{II} S_{NII} = 0.934 \times 4000 = 3790(\text{kVA})$$

(2) 由于短路电压小的变压器负载系数大, 因此必先达到满载, 设 $\beta_I = 1$, 则

$$\beta_{II} = \frac{u_{kI}}{u_{kII}} \beta_I = \frac{7.3}{7.6} \times 1 = 0.961$$

$$S = \beta_I S_{NI} + \beta_{II} S_{NII} = 1 \times 3150 + 0.961 \times 4000 = 6992(\text{kVA})$$

$$\text{利用率 } S/(\beta_I S_{NI} + \beta_{II} S_{NII}) = 6992/(3150 + 4000) = 0.978$$

本章小结

本章主要阐述了变压器并联运行时应满足的基本条件。变比相等和连接组相同保证了空载时不致产生环流, 是变压器能否并联运行的前提。而阻抗电压相等则保证了负载可按变压器容量的比例进行分配, 从而使设备容量得到充分利用。

思考题

- 8-1 变压器理想并联运行条件有哪些?
- 8-2 并联运行的变压器, 如果连接组不同或变比不等会出现什么情况?
- 8-3 变比不等的变压器并联运行, 二次绕组内有环流, 为什么一次绕组也有?
- 8-4 两台变压器并联运行, 它们具有不同变比、不同阻抗电压, 试分别说明各个因素对负载分配的影响。
- 8-5 两台容量不相等的变压器并联运行, 希望容量大的变压器短路电压是大一些好, 还是小一些好? 为什么?

习题

8-1 两台并联运行的变压器, $S_{NI} = 800\text{kVA}$, $S_{NII} = 500\text{kVA}$, 在不允许任何一台变压器过载的情况下, 试计算下列条件并联变压器组可供的最大负载, 并对其结果进行讨论。

- (1) $Z_{kI}^* = 0.95Z_{kII}^*$;
- (2) $Z_{kII}^* = 0.95Z_{kI}^*$ 。

8-2 两台变压器数据如下: $S_{NI} = 1650\text{kVA}$, $u_{kI} = 6.5\%$, $S_{NII} = 2000\text{kVA}$,

$u_{kII} = 7.0\%$ ，连接组均为 Yd11，额定电压均为 35/10.5kV。现将它们并联运行，试计算：

(1) 当输出为 3500kVA 时，每台变压器承担的负载时多少？

(2) 在不允许任何一台变压器过载的条件下，并联组最大输出负载是多少？此时并联组的利用率是多少？

8 - 3 某变电所总负载是 3000kVA，若选用规格完全相同的变压器并联运行，每台变压器的额定容量为 1000kVA。

(1) 在不允许任何一台变压器过载的情况下需要几台变压器并联运行？

(2) 如果希望效率最高，需要几台变压器并联运行？已知每台变压器的损耗是： $p_0 = 5.4\text{kW}$ ， $p_{kN} = 15\text{kW}$ 。

第九章 变压器的过渡过程

前几章讨论的变压器各种运行情况,包括对称运行和不对称运行,都属于稳态运行。在稳态运行时,无论是外加电压或是负载电流都不会发生突然、急剧变化,因而绕组上的电压、电流以及铁心中的磁通都具有恒定的幅值。但在实际运行过程中,有时会受到外界因素的急剧扰动,例如负载突然变化、空载合闸、二次侧突然短路以及受到过电压的冲击等,原有的稳定状态被破坏了,其电压、电流和磁通等都要经历一个急剧的变化过程才能达到新的稳定状态。这种从一种稳定状态过渡到另一种稳定状态的过程称为过渡(瞬变)过程。

瞬变过程的时间虽然很短,但可能在变压器绕组中产生极大的过电压和过电流现象,并产生强大的电磁力。如不采取适当的措施,有可能损坏变压器的绝缘和绕组结构。因此分析变压器的瞬变过程,掌握它的变化规律,对变压器的设计、制造和运行具有指导意义。

本章主要讨论空载合闸和二次侧突然短路时的过电流现象,并介绍变压器的过电压现象。

第一节 变压器空载合闸时的过渡过程

变压器二次侧开路,将一次侧接入电源称为空载合闸。在稳态运行时,变压器的空载电流很小,一般仅为额定电流的 $2\% \sim 10\%$ 。但在空载合闸瞬间可能会出现很大的冲击电流,其值可达稳态空载电流的几十倍甚至上百倍,相当于几倍的额定电流,如不采取适当措施,则可能使开关跳闸,变压器不能顺利投入电网。

一、空载合闸的瞬变过程

当变压器二次侧开路时,一次侧在 $t=0$ 的瞬间接到按正弦规律变化的电源上,如图 9-1 所示。合闸时一次侧的电动势平衡方程式为

$$i_0 R_1 + N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha) \quad (9-1)$$

式中: Φ_1 为与一次绕组交链的总磁通; α 为合闸时电压 u_1 的初相位角。

由于电阻压降 $i_0 R_1$ 很小,故在分析瞬变过程的初始阶段可以忽略不计,式(9-1)变为

$$N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha) \quad (9-2)$$

其解为

$$\Phi_1 = -\frac{\sqrt{2}U_1}{N_1 \omega} \cos(\omega t + \alpha) + C \quad (9-3)$$

忽略铁心的剩磁,即 $t=0$ 时, $\Phi_1 = 0$, 代入式(9-3)得到

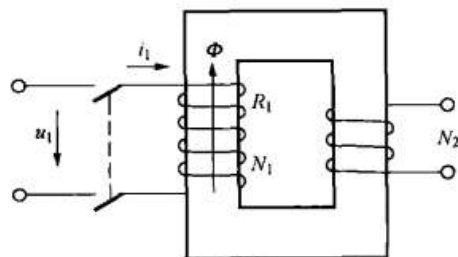


图 9-1 变压器空载接电源

$$C = \frac{\sqrt{2}U_1}{N_1\omega} \cos\alpha$$

(9-4)

其中 $\frac{\sqrt{2}U_1}{N_1\omega} \approx \frac{\sqrt{2}E_1}{N_1\omega} = \frac{E_1}{4.44fN_1} = \Phi_m$ 为稳态时磁通的幅值。于是

$$\Phi_1 = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha) + \Phi_m \cos\alpha = \Phi'_1 + \Phi''_1$$

(9-5)

式中: $\Phi'_1 = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha)$ 为磁通的稳态分量; $\Phi''_1 = \Phi_m \cos\alpha$ 为磁通的暂态分量。

当考虑电阻 R_1 的存在时, 暂态分量是随时间而衰减的量。式 (9-5) 表明, 磁通 Φ_1 的大小与合闸瞬间电压的初相角 α 有关。下面分析两种极端情况。

(1) 合闸时 $\alpha = \pi/2$ (即在 $u_1 = U_{1m}$ 时合闸)。由式 (9-5) 得

$$\Phi_1 = -\Phi_m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = \Phi_m \sin\omega t$$

(9-6)

这时暂态分量 $\Phi''_1 = 0$, 合闸后磁通立即进入稳定状态, 因而建立该磁通的合闸电流也立即达到稳态空载电流, 避免了冲击电流的产生。

(2) 合闸时 $\alpha = 0$ (即在 $u_1 = 0$ 的瞬间合闸)。由式 (9-5) 得

$$\Phi_1 = \Phi_m - \Phi_m \cos\omega t = \Phi'_1 + \Phi''_1$$

(9-7)

这时磁通的暂态分量 Φ''_1 达到最大值。由于忽略了电阻 R_1 , 暂态分量将不衰减, 在合闸后半周期 ($t = \pi/\omega$) 时磁通达到最大值 $\Phi_{1max} = 2\Phi_m$, 如图 9-2 所示。

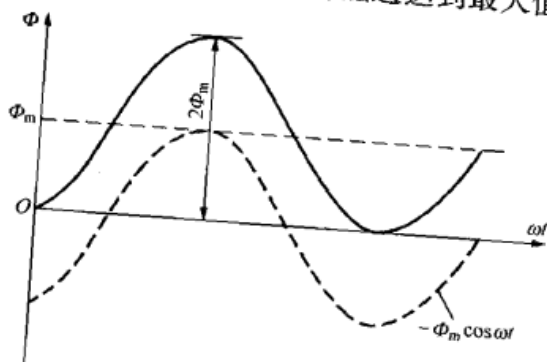


图 9-2 电压过零点时合闸的磁通变化

由于铁心有磁饱和现象, 当 Φ_1 由正常运行时的稳态值 Φ_m [对应于正常励磁电流 $I_0 = (0.02 \sim 0.1) I_N$] 增大到 $2\Phi_m$ 时, 其对应的励磁电流将急剧增大到稳态值的几十倍, 甚至上百倍, 如图 9-3 所示。由于合闸时的初相角无法控制, 因此保护装置应按最不利的情况考虑。

电阻 R_1 的存在将使暂态分量逐渐衰减, 衰减的快慢取决于时间常数 $T = L_1/R_1$, 其中 L_1 为一次绕组的全自感。一般小型变压器衰减较快, 几个周期后就可达到稳定状态。大型变压器

衰减较慢, 有的衰减过程可长达 20s 之久。图 9-4 所示为空载合闸电流的变化曲线。在三相变压器中, 由于三相电压彼此相差 120° , 合闸时总有一相电压的初相角接近于零, 因此总有一相的空载合闸电流较大。

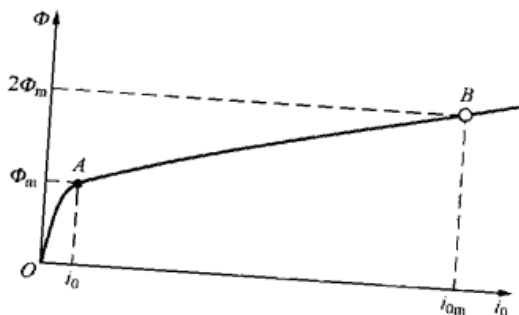


图 9-3 变压器铁心的磁化曲线

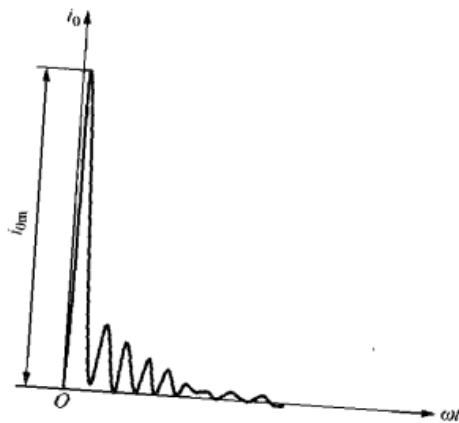


图 9-4 空载合闸电流变化曲线

二、过电流的影响

空载合闸电流在最不利的情况下,其最大值也不过几倍额定电流,比短路电流要小得多。虽然有的瞬变过程持续时间较长,也只是在最初几个周期内冲击电流较大,在整个瞬变过程中,大部分时间内的冲击电流都在额定电流值以下。因此,无论从电磁力还是温升来考虑,对变压器本身没有多大危害。但在最初几个周期内,冲击电流可能使过流保护装置误动作。为了防止这种现象发生,加快合闸电流的衰减,可在变压器一次侧串入一个合闸电阻,合闸完后再将该电阻切除。

第二节 变压器二次侧突然短路时的瞬变过程

一、突然短路时的瞬变过程

分析变压器二次侧突然短路时,由于短路电流很大,可以将励磁电流忽略,因而可以采用图 9-5 所示的简化等效电路。图 9-5 中短路电阻 R_k 和短路电感 $L_k = X_k/\omega$ (X_k 为短路电抗) 都是常数,因此变压器二次侧突然短路的情况与 RL 串联电路突然接到交流正弦电压上的过渡过程相似。

设电网容量很大,短路电流不致引起电网电压下降,则突然短路时一次侧电路的微分方程式为

$$u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha) = L_k \frac{di_k}{dt} + R_k i_k \quad (9-8)$$

式中: α 为短路时电压 u_1 的初相角。

解此常系数微分方程可得

$$i_k = \frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} \sin(\omega t + \alpha - \varphi_k) + Ce^{-\frac{t}{T_k}} \quad (9-9)$$

式中: $\frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}}$ 为突然短路电流稳态分量幅值, $\frac{\sqrt{2}U_1}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \sqrt{2}I_k$; $\varphi_k = \arctan \frac{\omega L_k}{R_k}$ 为短路阻

抗角; C 为积分常数; $T_k = \frac{L_k}{R_k}$ 为时间常数。

在一般变压器中,由于 $\omega L_k \gg R_k$, 故 $\varphi_k \approx 90^\circ$, 于是式 (9-9) 可写成

$$\begin{aligned} i_k &= \sqrt{2}I_k \sin(\omega t + \alpha - 90^\circ) + Ce^{-\frac{t}{T_k}} \\ &= -\sqrt{2}I_k \cos(\omega t + \alpha) + Ce^{-\frac{t}{T_k}} \end{aligned} \quad (9-10)$$

通常在短路前变压器带有一定的负载,但负载电流与短路电流相比是很小的,故可认为 $t=0$ 时, $i_k=0$, 代入式 (9-10) 可求得积分常数,即

$$C = \sqrt{2}I_k \cos \alpha \quad (9-11)$$

由此得短路电流的通解

$$\begin{aligned} i_k &= -\sqrt{2}I_k \cos(\omega t + \alpha) + \sqrt{2}I_k \cos \alpha e^{-\frac{t}{T_k}} \\ &= i'_k + i''_k \end{aligned} \quad (9-12)$$

式中: i'_k 为突然短路电流稳态分量的瞬时值, $i'_k = -\sqrt{2}I_k \cos(\omega t + \alpha)$; i''_k 为突然短路电流暂

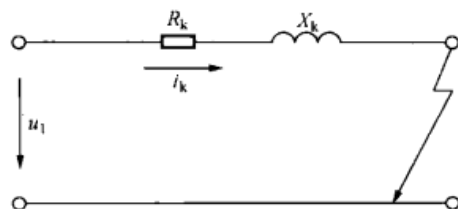


图 9-5 变压器突然短路时的简化等效电路

态分量的瞬时值, $i_k'' = \sqrt{2}I_k \cos \alpha e^{-\frac{t}{T_k}}$ 。

突然短路电流的大小, 与短路发生时 u_1 的初相角 α 有关, 下面讨论两种极端情况。

(1) 当 $\alpha = 90^\circ$ 时发生突然短路, 此时暂态分量 $i_k'' = 0$, 突然短路一发生就进入稳态, 短路电流的数值最小, 其表达式为

$$i_k = -\sqrt{2}I_k \sin \omega t \quad (9-13)$$

(2) 当 $\alpha = 0^\circ$ 时发生突然短路, 此时

$$i_k = \sqrt{2}I_k (e^{-\frac{t}{T_k}} - \cos \omega t) \quad (9-14)$$

其电流变化曲线如图 9-6 所示。在突然短路后半周期时 ($t = \pi/\omega$), 短路电流达到最大值

$$i_{k\max} = \sqrt{2}I_k (e^{-\frac{\pi}{\omega T_k}} + 1) = k_y \sqrt{2}I_k \quad (9-15)$$

式中: $k_y = 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega T_k}}$ 为突然短路电流最大值与稳态短路电流最大值之比。显然 k_y 的大小取决于时间常数 $T_k = L_k/R_k$ 。对于小型变压器, $R_k/X_k = 1/2 \sim 1/3$, 故 $k_y = 1.2 \sim 1.3$; 对于大型变压器 $R_k/X_k = 1/10 \sim 1/15$, 故 $k_y = 1.7 \sim 1.8$ 。用标么值表示

$$i_{k\max}^* = \frac{i_{k\max}}{\sqrt{2}I_N} = k_y \frac{I_k}{I_N} = k_y \frac{U_N}{I_N Z_k} = k_y \frac{1}{Z_k^*} \quad (9-16)$$

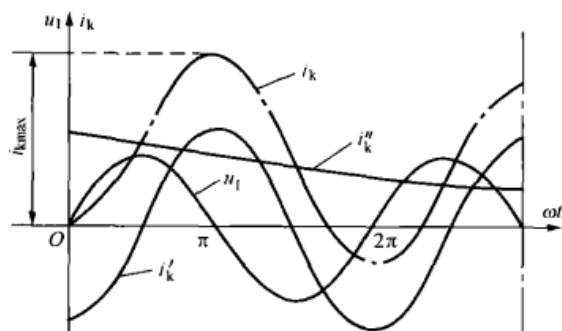


图 9-6 当 $\alpha = 0^\circ$ 时发生突然短路的电流曲线

式 (9-16) 表明, $i_{k\max}^*$ 与 Z_k^* 成反比, 即短路阻抗的标么值越小, 突然短路电流越大。若 $Z_k^* = 0.06$, 则 $i_{k\max}^* = (1.2 \sim 1.8) / 0.06 = 20 \sim 30$ 。这是一个很大的冲击电流, 它会在变压器绕组上产生很大的电磁力, 严重时可能使变压器绕组变形而损坏。为了限制 $i_{k\max}^*$, Z_k^* 不宜过小。但从减小变压器电压变化率看, Z_k^* 又不宜过大。因此在设计变压器时必须全面考虑 Z_k^* 值的选择。

对于三相变压器, 由于各相电压彼此相差 120° , 发生三相突然短路时, 总有一相会处在短路电流最大或接近最大的情况。

二、突然短路时的电磁力

变压器的绕组处在漏磁场中, 绕组中的电流与漏磁场相互作用, 在绕组的导线中产生电磁力, 其大小与漏磁场的磁密和电流的乘积成正比。漏磁场的磁密又与电流成正比, 因此电磁力与电流的平方成正比。变压器突然短路时电流的最大幅值可达额定电流幅值的 $20 \sim 30$ 倍, 则突然短路时绕组所受到的最大电磁力可达额定运行时电磁力的 $400 \sim 900$ 倍。这样大的电磁力有可能使绕组损坏。

绕组的受力情况可用图 9-7 来分析。图 9-7 (a) 所示为圆筒绕组漏磁场的分布情况。沿绕组轴线方向, 中间部分的漏磁场与轴线平行, 仅有轴向磁密 B_d ; 而在绕组两端, 除轴向磁密分量 B_d 外, 还有径向分量 B_q 。 B_d 和电流产生的电磁力为径向力 F_q , 两个绕组受到的径向力方向相反, 外层绕组受张力, 内层绕组受压力。与矩形线圈相比, 圆筒形线圈机械强度好, 所以变压器绕组总是做成圆筒形。同理 B_q 与电流作用产生轴向力 F_d , 其作用方向为从绕组两端挤压绕组。由于绕组两端 B_q 最大, 所以靠近铁心的部分线圈最容易遭受损坏,

故结构上必须加强机械支撑。图 9-7 (b) 所示为圆筒绕组的受力情况。由于磁通和电流总是同时改变方向, 因此上面分析的电磁力方向是不变的。

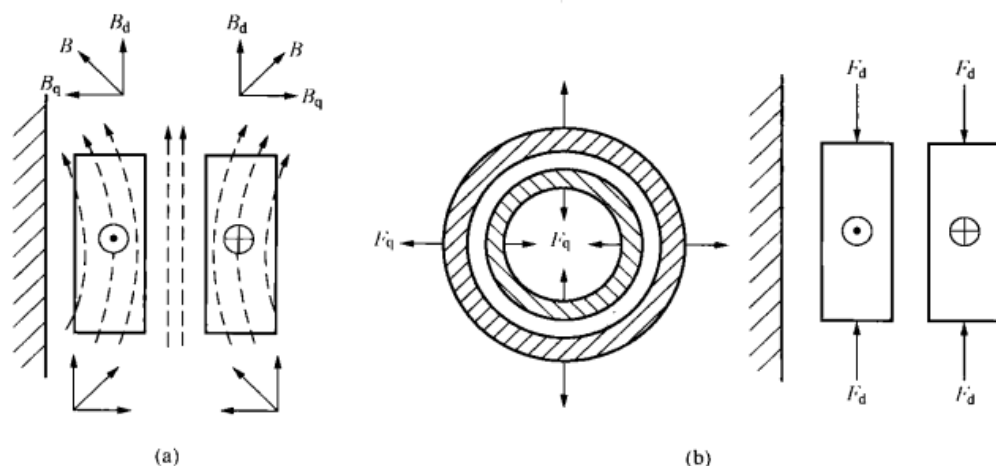


图 9-7 同心式绕组的受力情况
(a) 漏磁场分布; (b) 受力分布

第三节 过电压现象

变压器运行中, 由于输电线遭受雷击, 其冲击波侵入变电所, 产生的过电压有可能损坏变压器, 为此, 要对变压器进行冲击电压试验, 以检验变压器耐受雷电的能力。

在电网正常运行情况下, 变压器工作电压的幅值是一定的。由于某种原因, 使加在变压器上的电压幅值超过了最高工作电压, 这时变压器就遭受了过电压。关于过电压, 归纳起来有两大类: 一类是大气过电压; 一类是操作过电压。输电线遭到雷击或者在输电线附近带电云层在输电线上感应产生的过电压, 属于大气过电压。由变电所的开关合闸、拉闸或系统短路所引起的过电压, 属于操作过电压。无论是哪一种过电压, 持续的时间都是很短的。

为了保护变压器承受过电压时免遭损坏, 必须采取下述的措施。

(1) 限制雷电侵入绕组电压幅值;

(2) 在过电压过程中, 尽量让电压沿绕组高度方向分布均匀, 并避免发生振荡。

采用避雷器保护变压器, 可以限制加在绕组上过电压的大小。采用加强变压器绝缘的办法, 即除了加强变压器的主绝缘外, 还要加强绕组首端和末端附近线圈的匝间绝缘, 以承受冲击电压起始分布或振荡过程中出现较高的电压梯度, 这种办法虽然简单, 但效果有限。增大匝间电容改善电压分布, 是当前行之有效的办法, 目前在 110kV 及以上电压等级的变压器里多采用。现在广泛采用纠结式绕组, 这种绕组能显著增加线饼之间的电容, 以改善过电压分布波形。

目前制造大型的变压器, 由于采用了这些防护措施, 运行中因过电压击穿的情况已经不多了, 但不能完全避免。

本章小结

本章主要分析了变压器在暂态运行时的过电流和过电压情况。

变压器空载合闸时的过电流主要是由于铁磁材料的饱和现象所造成的,应了解在合闸时磁通的变化规律及如何由磁化曲线来确定励磁电流,还应了解降低空载合闸过电流的措施。

变压器二次侧突然短路时的过电流情况完全可以用电工基础知识中分析 RL 电路与正弦电压接通时的过渡过程的方法来分析它。短路电流数值很大,它可能造成变压器绕组的过热和在绕组中产生强大的电磁力。要了解最大短路电流的数值和发生的条件以及与变压器的阻抗电压 u_k 的关系。要注意突然短路时作用于绕组上的机械力是由漏磁通与短路电流相互作用所引起的,因此,必须采取过热保护和加强绕组机械强度的措施,以防止绕组的过热和机械损坏。

变压器运行中的过电压现象有大气过电压与操作过电压两种,应了解各种过电压的保护措施。

思 考 题

9-1 变压器空载电流很小,为什么空载合闸电流却可能很大?若磁路饱和,则变压器空载合闸电流的最大值将达多少?

9-2 变压器在什么条件下合闸时,可以立即进入稳态而不产生暂态过程?

9-3 当短路发生在电压经过最大值时,这时的突然短路电流为多少?

9-4 变压器在什么情况下突然短路电流最大?大致是额定电流的多少倍?对变压器有何危害?

9-5 变压器突然短路电流的大小与 Z_k^* 有什么关系?为什么大容量变压器的 Z_k^* 要设计得大些?

9-6 为什么心式变压器的绕组多采用圆形而不用其他形状?

9-7 变压器绕组上承受的径向电磁力和轴向电磁力方向如何?哪一种电磁力对绕组的破坏作用更大一些?为什么?

9-8 变压器运行时可能出现哪些过电压?从变压器本身的结构来看,常采用的过电压保护措施有哪几种?

习 题

9-1 有一台三相变压器, $S_N = 60\,000\text{kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 220/11\text{kV}$, Yd11 连接组, $R_k^* = 0.005$, $X_k^* = 0.070$ 。试求:

(1) 高压侧的稳态短路电流 I_k 及其标么值 I_k^* ;

(2) 在最不利的情况下二次侧突然短路时短路电流的最大值 $i_{k\max}$ 和 $i_{k\max}^*$ 。

第十章 三绕组变压器及其他变压器

在电力系统的变电所中,经常存在由高压同时向中压及低压侧供电的情况。例如,由 110kV 侧供给 35kV 侧和 10kV 侧。在此情况下,既可以用一台 110kV/35kV 和一台 110kV/10kV 变压器分别供电,也可以用一台能变成两个电压等级的变压器,例如 110kV/35kV/10kV 变压器,这种变压器称之为三绕组变压器。

在电力系统中,有时需要把不同电压等级的系统彼此连起来,也可以直接用三绕组变压器。三绕组变压器的工作原理与双绕组变压器有类似之处,也有其独特的地方。

在高压输电中,自耦变压器用得比较多,例如,连接 110kV 和 220kV 的电力系统。当一、二次电压相差不大时,用自耦变压器比较经济。

除了双绕组、三绕组和自耦变压器外,还有许多特殊变压器,如调压变压器、焊接变压器、电炉变压器、整流变压器、电流互感器、电压互感器,等等。

本章主要学习三绕组变压器、自耦变压器和互感器。

第一节 三绕组变压器

若电网电压为 U_1 ,要同时向电压为 U_2 和 U_3 的两个电网供电时,采用一台三绕组变压器要比采用两台双绕组变压器更经济。三绕组变压器的工作原理与双绕组变压器基本相同,但在结构和工作方式上也有差别。

一、绕组的布置和额定容量

三绕组变压器的铁心一般为心式结构,每一个铁心柱上套有三个绕组,即高压绕组 1、中压绕组 2 和低压绕组 3,如图 10-1 所示。其中一个绕组为一次绕组,另外两个为二次绕组。为了绝缘的方便,三绕组变压器总是将高压绕组放在最外层。对于升压变压器,将低压绕组放在中层,中压绕组放在内层,这样可使漏磁场分布均匀以获得良好的运行性能,如图 10-1 (a) 所示。对于降压变压器,低压绕组放在内层绝缘较方便,如图 10-1 (b) 所示。

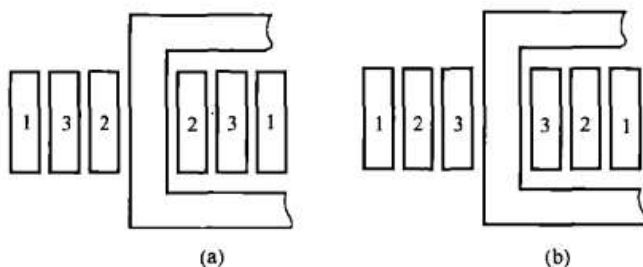


图 10-1 三绕组变压器绕组布置示意图

(a) 升压变压器; (b) 降压变压器

三相三绕组变压器的标准连接组有 YNyn0d11 和 YNyn0y0 两种;单相三绕组变压器的标准连接组为 II0I0。

对于三绕组变压器,三个绕组的容量可以不相等,这时三绕组变压器的额定容量是指三个绕组中容量最大的一个绕组的容量。如果将额定容量作为 100%,其他两个绕组可以为小于等于 100% 的任何容量。我国规定三个绕组的容量配合 100/100/100、100/100/50、100/50/100。三个绕组的容量关系代表每个绕组传递功率的能力,并不是三个绕组按此比例传递

功率。例如一台三绕组降压变压器，功率由高压绕组输入，由中压和低压绕组输出，高压绕组的输入功率等于其他两个绕组输出功率之和。而且两个输出绕组之间的功率分配在实际运行中并非固定，只要各绕组的实际负载不超过其允许容量就可以。

二、电压方程式和等效电路

以降压变压器为例， \dot{U}_1 、 \dot{U}_2 、 \dot{U}_3 分别表示高压、中压和低压三个绕组的端电压，如图 10-2 所示。三个绕组的匝数分别为 N_1 、 N_2 和 N_3 ，则各绕组之间的变比为

$$\left. \begin{aligned} k_{12} &= \frac{N_1}{N_2} \\ k_{13} &= \frac{N_1}{N_3} \\ k_{23} &= \frac{N_2}{N_3} \end{aligned} \right\} \quad (10-1)$$

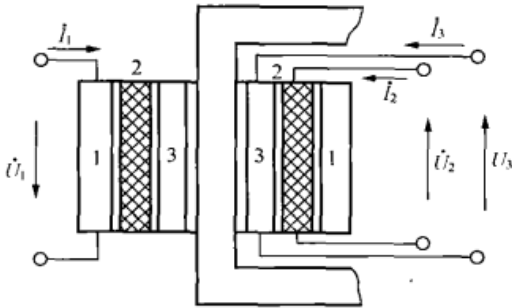


图 10-2 三绕组降压变压器

由于三绕组变压器有三个绕组在磁路上互相耦合，因此，在建立基本方程式时不可能像双绕组变压器那样简单地使用漏磁通和主磁通的概念，而必须采用每一绕组的自感和各绕组之间的互感作为基本参数。设 L_1 、 L_2 和 L_3 分别为各绕组的自感； $M_{12}=M_{21}$ 为 1、2 绕组之间的互感； $M_{13}=M_{31}$ 为 1、3 绕组之间的互感； $M_{23}=M_{32}$ 为 2、3 绕组之间的互感； R_1 、 R_2 、 R_3 为各绕组的电阻。在正弦电压作用下稳态运行时，按规定的正方向，

其电动势方程式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= R_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M_{12} \dot{I}_2 + j\omega M_{13} \dot{I}_3 \\ -\dot{U}_2 &= R_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M_{21} \dot{I}_1 + j\omega M_{23} \dot{I}_3 \\ -\dot{U}_3 &= R_3 \dot{I}_3 + j\omega L_3 \dot{I}_3 + j\omega M_{31} \dot{I}_1 + j\omega M_{32} \dot{I}_2 \end{aligned} \right\} \quad (10-2)$$

将各绕组归算到绕组 1，即

$$\left. \begin{aligned} U'_2 &= k_{12} U_2; U'_3 = k_{13} U_3 \\ I'_2 &= I_2 / k_{12}; I'_3 = I_3 / k_{13} \\ R'_2 &= k_{12}^2 R_2; R'_3 = k_{13}^2 R_3 \\ L'_2 &= k_{12}^2 L_2; L'_3 = k_{13}^2 L_3 \\ M'_{12} &= k_{12} M_{12}; M'_{13} = k_{13} M_{13} \\ M'_{23} &= k_{12} k_{13} M_{23} \end{aligned} \right\} \quad (10-3)$$

归算后的电动势方程式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= R_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M'_{12} \dot{I}'_2 + j\omega M'_{13} \dot{I}'_3 \\ -\dot{U}'_2 &= R'_2 \dot{I}'_2 + j\omega L'_2 \dot{I}'_2 + j\omega M'_{21} \dot{I}_1 + j\omega M'_{23} \dot{I}'_3 \\ -\dot{U}'_3 &= R'_3 \dot{I}'_3 + j\omega L'_3 \dot{I}'_3 + j\omega M'_{31} \dot{I}_1 + j\omega M'_{32} \dot{I}'_2 \end{aligned} \right\} \quad (10-4)$$

负载时的磁动势平衡方程式为

$$\left. \begin{aligned} N_1 \dot{I}_1 + N_2 \dot{I}_2 + N_3 \dot{I}_3 &= N_1 \dot{I}_0 \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2' + \dot{I}_3' &= \dot{I}_0 \end{aligned} \right\} \quad (10-5)$$

若忽略励磁电流, 则有

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' + \dot{I}_3' = 0 \quad (10-6)$$

把式 (10-4) 中的第一式减去第二式, 并以 $\dot{I}_3' = -(\dot{I}_1 + \dot{I}_2')$ 代入, 消去 \dot{I}_3' ; 把式 (10-4) 中的第一式减去第三式, 并以 $\dot{I}_2' = -(\dot{I}_1 + \dot{I}_3')$ 代入, 消去 \dot{I}_2' ; 则可得

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{U}_{12} &= \dot{U}_1 - (-\dot{U}_2') = \dot{I}_1 [R_1 + j\omega(L_1 - M'_{12} - M'_{13} + M'_{23})] \\ &\quad - \dot{I}_2' [R_2' + j\omega(L_2' - M'_{12} - M'_{23} + M'_{13})] \\ \Delta \dot{U}_{13} &= \dot{U}_1 - (-\dot{U}_3') = \dot{I}_1 [R_1 + j\omega(L_1 - M'_{12} - M'_{13} + M'_{23})] \\ &\quad - \dot{I}_3' [R_3' + j\omega(L_3' - M'_{13} - M'_{23} + M'_{12})] \end{aligned} \right\} \quad (10-7)$$

令

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \omega(L_1 - M'_{12} - M'_{13} + M'_{23}) \\ X_2' &= \omega(L_2' - M'_{12} - M'_{23} + M'_{13}) \\ X_3' &= \omega(L_3' - M'_{13} - M'_{23} + M'_{12}) \end{aligned} \right\} \quad (10-8)$$

则式 (10-7) 可写成

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{U}_{12} &= \dot{I}_1 (R_1 + jX_1) - \dot{I}_2' (R_2' + jX_2') = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}_2' Z_2' \\ \Delta \dot{U}_{13} &= \dot{I}_1 (R_1 + jX_1) - \dot{I}_3' (R_3' + jX_3') = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}_3' Z_3' \end{aligned} \right\} \quad (10-9)$$

和双绕组变压器不同, 式 (10-9) 中的 X_1 、 X_2' 、 X_3' 并不代表各绕组的电抗, 而是各绕组自感电抗和各绕组之间的互感电抗组合而成的等效电抗, 与之相对应的 $Z_1 = R_1 + jX_1$, $Z_2' = R_2' + jX_2'$, $Z_3' = R_3' + jX_3'$ 便称为等效阻抗。由于决定等效阻抗的自感电抗和互感在相减的过程中消去了其中的非线性部分, 因此 X_1 、 X_2' 、 X_3' 是不受磁路饱和影响的常数, 故 Z_1 、 Z_2' 、 Z_3' 也是常数。

根据式 (10-9) 可以作出三绕组变压器的简化等效电路如图 10-3 所示。

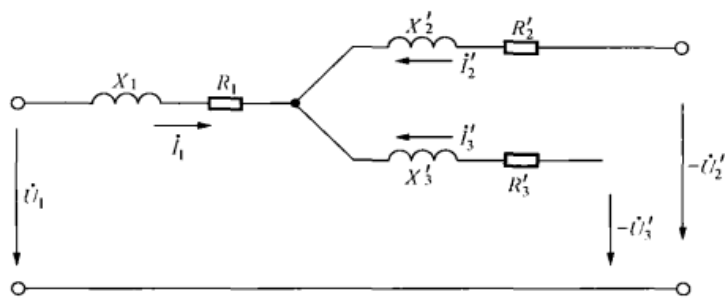


图 10-3 三绕组变压器的简化等效电路

三、参数测定

三绕组变压器的简化等效电路中的参数可以通过三个短路试验测出, 如图 10-4 所示。

(1) 绕组 1 加电压, 绕组 2 短路, 绕组 3 开路, 如图 10-4 (a) 所示, 这时测得的阻抗为

$$Z_{k12} = Z_1 + Z_2' = (R_1 + R_2') + j(X_1 + X_2') = R_{k12} + jX_{k12} \quad (10-10)$$

(2) 绕组 1 加电压, 绕组 2 开路, 绕组 3 短路, 如图 10-4 (b) 所示, 这时测得的阻抗为

$$Z_{k13} = Z_1 + Z_3' = (R_1 + R_3') + j(X_1 + X_3') = R_{k13} + jX_{k13} \quad (10-11)$$

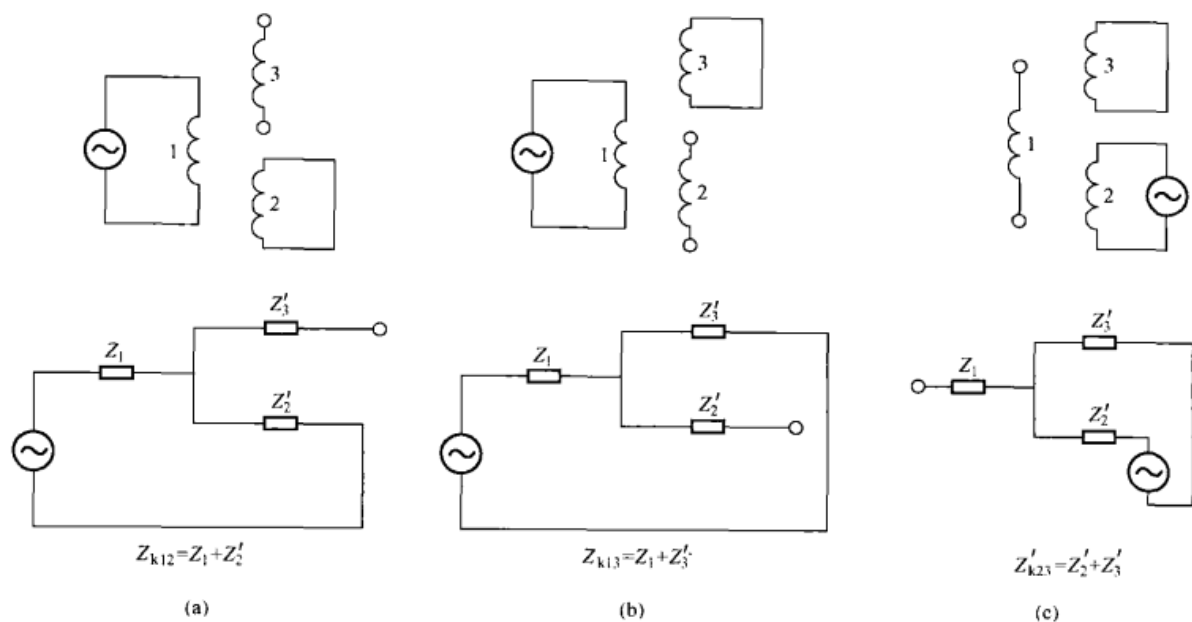


图 10-4 三绕组变压器的短路试验

(3) 绕组 1 开路, 绕组 2 加电压, 绕组 3 短路, 如图 10-4 (c) 所示, 这时测得的阻抗为折算到绕组 2 的短路阻抗, 而

$$\begin{aligned} Z'_{k23} &= Z'_2 + Z'_3 = (R'_2 + R'_3) + j(X'_2 + X'_3) = R'_{k23} + jX'_{k23} \\ &= k_{12}^2 Z_{k23} = k_{12}^2 R_{k23} + jk_{12}^2 X_{k23} \end{aligned} \quad (10-12)$$

式中: $R'_{k23} = k_{12}^2 R_{k23}$, $X'_{k23} = k_{12}^2 X_{k23}$ 分别为绕组 2 与绕组 3 之间测得的短路电阻和短路电抗折算到绕组 1 以后的数值。

将式 (10-10) ~ 式 (10-12) 中的实部与虚部分别求解, 可得出

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2} (R_{k12} + R_{k13} - R'_{k23}) \\ R_2 &= \frac{1}{2} (R_{k12} + R'_{k23} - R_{k13}) \\ R_3 &= \frac{1}{2} (R_{k13} + R'_{k23} - R_{k12}) \end{aligned} \right\} \quad (10-13)$$

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \frac{1}{2} (X_{k12} + X_{k13} - X'_{k23}) \\ X_2 &= \frac{1}{2} (X_{k12} + X'_{k23} - X_{k13}) \\ X_3 &= \frac{1}{2} (X_{k13} + X'_{k23} - X_{k12}) \end{aligned} \right\} \quad (10-14)$$

X_1 、 X_2 、 X_3 的大小与各绕组在铁心柱上的排列位置有关。在图 10-1 (b) 的排列中, 绕组 1、3 之间的距离最大, 其漏抗 X_{k13} 最大; 其次是绕组 1、2 之间的漏抗 X_{k12} ; 绕组 2、3 之间的漏抗 X'_{k23} 最小; 而且 X_{k13} 约为 X_{k12} 与 X'_{k23} 之和, 因此等效电抗 X'_2 常接近于零, 甚至为微小的负值。同理, 在图 10-1 (a) 的排列中, 等效阻抗 X'_3 的值常接近于零, 甚至为负值。这就是说, 在三绕组变压器中, 排列在中间位置的绕组其组合的等效电抗最小, 相应的阻抗压降和端电压变化率也最小。

负电抗是电容性质的,这当然不是说变压器绕组真具有电容性。前已说过,组合电抗是各种不同电抗的组合,并不表示漏抗。各绕组之间的漏电抗 X_{k12} 、 X_{k13} 、 X_{k23} 是不会为负的。

第二节 自耦变压器

把普通双绕组变压器的高压绕组和低压绕组串联连接便构成一台自耦变压器,如图 10-5 所示。其中图 10-5 (a) 为结构示意图,图 10-5 (b) 为绕组接线图。正方向的规定与双绕组变压器相同。

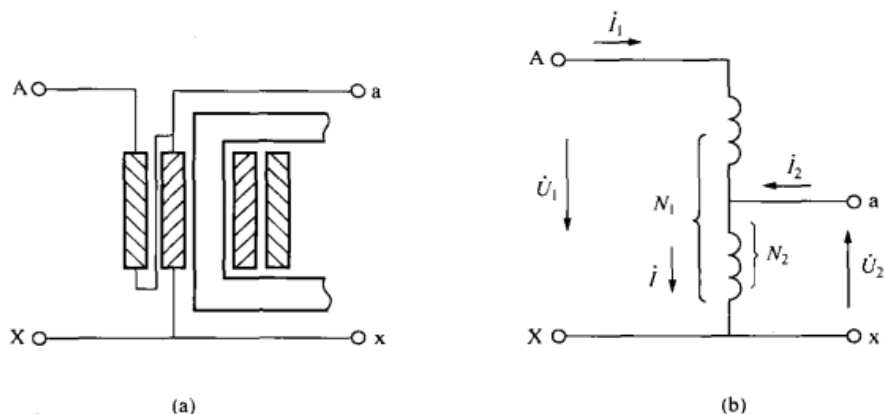


图 10-5 自耦变压器的原理图

(a) 结构示意图; (b) 绕组接线图

一、电压关系和电流关系

如图 10-5 (b) 所示,当忽略自耦变压器的漏磁通和绕组电阻时,一次侧的感应电动势 \dot{E}_1 与外加电压 \dot{U}_1 平衡,二次侧的感应电动势等于二次侧的端电压 \dot{U}_2 , 它们的关系是

$$\frac{U_{1N}}{U_{2N}} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = k_A \quad (10-15)$$

式中: k_A 为自耦变压器的变比; N_1 、 N_2 分别为高、低压侧绕组的匝数。

负载时磁动势平衡关系为

$$\dot{I}_1(N_1 - N_2) + \dot{I}N_2 = \dot{I}_0N_1 \quad (10-16)$$

若忽略励磁电流 \dot{I}_0 , 则有

$$\dot{I}_1(N_1 - N_2) + \dot{I}N_2 = 0 \quad (10-17)$$

图 10-5 (b) 中 a 点的电流关系为

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{I} \quad (10-18)$$

将式 (10-18) 代入式 (10-17) 得到

$$\dot{I}_1(N_1 - N_2) + \dot{I}_1N_2 + \dot{I}_2N_2 = 0$$

即

$$\dot{I}_1N_1 + \dot{I}_2N_2 = 0 \quad (10-19)$$

或

$$\dot{I}_1 = -\frac{N_2}{N_1}\dot{I}_2 = -\frac{\dot{I}_2}{k_A} = -\dot{I}'_2 \quad (10-20)$$

式中: $\dot{I}'_2 = \dot{I}_2/k_A$ 为低压侧电流折算到高压侧的数值。

将式 (10-20) 代入式 (10-18) 得到

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = -\frac{\dot{I}_2}{k_A} + \dot{I}_2 = \left(1 - \frac{1}{k_A}\right) \dot{I}_2 \quad (10-21)$$



图 10-6 自耦变压器的电流关系

式 (10-21) 说明公共部分的电流 \dot{I} 与二次侧电流 \dot{I}_2 相位相同, 而由式 (10-20) 说明电流 \dot{I}_1 与二次电流 $-\dot{I}_2$ 也相同, 于是 \dot{I}_1 、 \dot{I}_2 和 \dot{I} 的矢量关系转换为标量关系, 其

$$I_2 = I_1 + I \quad (10-22)$$

自耦变压器的电流关系如图 10-6 所示。

二、容量关系

自耦变压器的额定容量是指额定运行时的容量, 用 S_N 表示, 与双绕组变压器的容量表达式相同, 即

$$S_N = U_{1N} I_{1N} = U_{2N} I_{2N} \quad (10-23)$$

双绕组变压器的容量是它任一侧绕组的容量, 等于该绕组上的额定电压和额定电流的乘积。绕组容量又称电磁容量。它的大小决定了变压器的主要尺寸和材料消耗, 是变压器设计的依据。

自耦变压器的容量与双绕组变压器不同, 不等于它的绕组容量。以单相自耦变压器为例, 变压器的额定容量如式 (10-23), 而绕组 Aa 段的容量为

$$S_{Aa} = U_{Aa} I_{Aa} = U_{1N} \frac{N_1 - N_2}{N_1} I_{1N} = \left(1 - \frac{1}{k_A}\right) S_N \quad (10-24)$$

绕组 ax 段的容量为

$$S_{ax} = U_{ax} I = U_{2N} \left(1 - \frac{1}{k_A}\right) I_{2N} = \left(1 - \frac{1}{k_A}\right) S_N \quad (10-25)$$

式 (10-24) 和式 (10-25) 说明, 绕组 Aa 和绕组 ax 的容量相等, 但都比自耦变压器的额定容量小。这多出的部分 $S_N - S_{Aa} = \frac{1}{k_A} \times S_N = U_{2N} I_{1N}$ 称为自耦变压器的传导容量, 它是由一次侧电路直接传给负载的, 不需增加绕组容量。因此若自耦变压器与双绕组变压器额定容量相同, 则自耦变压器的绕组容量比双绕组变压器的绕组容量小。

三、主要优缺点

由于自耦变压器的绕组容量小于它的额定容量, 即 $S_{Aa} = S_{ax} = \left(1 - \frac{1}{k_A}\right) S_N < S_N$, 当额定容量相同时, 自耦变压器与双绕组变压器相比, 其单位容量所消耗的材料少、变压器的体积小、造价低, 而且铜损耗和铁损耗也小, 因而效率高。这就是自耦变压器的主要优点。由式 (10-24) 和式 (10-25) 可知, 当 k_A 越接近于 1 时, 自耦变压器的绕组容量越小, 其优点越突出。因此, 一般电力系统使用的自耦变压器的 $k_A = 1.5 \sim 2$ 。可见在变压器一、二次侧额定电压相差不大时采用自耦变压器是合理的。

自耦变压器的缺点是由于一、二次侧绕组之间有电的联系, 因此变压器内部绝缘与过电压保护措施需要加强。

第三节 电压互感器和电流互感器

电压互感器和电流互感器统称为仪用互感器,是电力系统中的测量设备。其工作原理与变压器基本相同。使用互感器的目的是:①与小量程的标准化电压表和电流表配合测量高电压、大电流;②使测量回路与被测回路隔离,以保障工作人员和测试设备的安全;③为各类继电保护和控制系统提供控制信号。

一、电压互感器

图 10-7 所示为电压互感器的接线示意图,高压绕组接到被测量的电压线路上,低压绕组接测量仪表。如果测量仪表不止一个,则各仪表的电压线圈应并联。电压互感器二次侧的额定电压统一为 100V。

电压互感器的工作原理和普通降压变压器相同。当忽略漏阻抗时

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = k_u \quad (10-26)$$

当测量出 U_2 后,被测电压 $U_1 = k_u U_2$ 。由于电压互感器二次侧所接的测量仪表,例如电压表、功率表的电压线圈等,其阻抗很大,故电压互感器运行时相当于一台降压变压器的空载运行。

实际上电压互感器存在着误差,包括变比误差和相位误差。变比误差的定义为

$$\frac{k_u U_2 - U_1}{U_1} \times 100\% \quad (10-27)$$

相位误差就是 \dot{U}_1 和 $-\dot{U}_2$ 之间的相位差。

电压互感器产生误差的原因是由于漏阻抗和励磁电流的存在。因此,在设计电压互感器时一般采用高磁导率的硅钢片,并选择较低的工作磁密(不超过 0.6~0.8T)以减小励磁电流。同时在绕组的安排上尽量减少一、二次侧绕组的漏磁通以减小它的漏阻抗。

电压互感器按准确度的高低分为 0.2、0.5、1 和 3 四个等级,供使用选择。数字代表误差大小。例如 0.5 级的电压互感器,表示其变比误差极限为 $\pm 0.5\%$,相位误差极限为 $\pm 20'$;1 级的电压互感器,其变比误差极限为 $\pm 1\%$,相位误差极限为 $\pm 40'$ 。

在使用电压互感器时应注意:①二次侧不允许短路,否则会产生很大的短路电流,烧坏互感器的绕组;②二次侧应可靠接地;③二次侧接入的阻抗不得小于规定值,以减小误差。

二、电流互感器

电流互感器的接线如图 10-8 所示,一次侧绕组串入被测的线路中,二次侧绕组接电流表或功率表的电流线圈等。电流互感器二次侧的额定电流统一为 5A 或 1A。

如果将励磁电流忽略,根据磁动势平衡关系有

$$I_1 N_1 + I_2 N_2 = 0$$

或

$$I_1 = -\frac{N_2}{N_1} I_2 = -k_i I_2 \quad (10-28)$$

式中: $k_i = N_2/N_1$ 为电流互感器的变流比。当测量出 I_2 后,被测电流 $I_1 = k_i I_2$ 。由于电流互感器二次侧所接的仪表阻抗很小,故电流互感器运行时相当于一台升压变压器的短路运行。

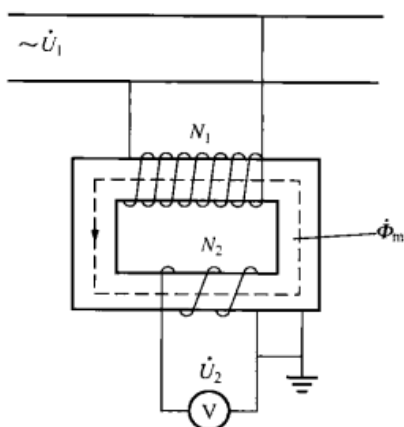


图 10-7 电压互感器的接线图

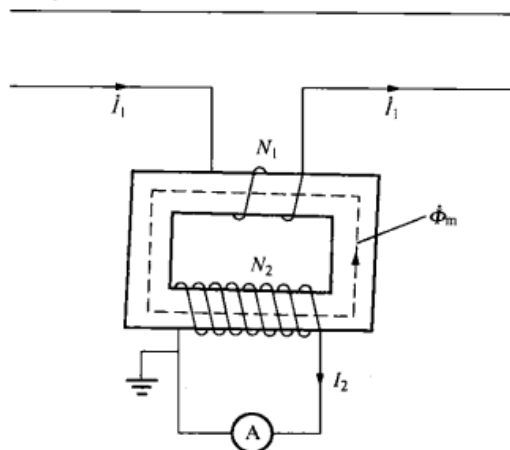


图 10-8 电流互感器的接线图

实际上，由于励磁电流和漏阻抗的影响，电流互感器也存在电流误差，即

$$\Delta I\% = \frac{k_i I_2 - I_1}{I_1} \times 100\% \quad (10-29)$$

相位误差是 \dot{I}_1 与 $-k_i \dot{I}_2$ 之间的误差。为了减小误差，电流互感器的铁心采用高导磁性能的材料制成，并选用更低的磁密（0.08~0.1T），以减小励磁电流。在绕组制造上也应尽量减小漏阻抗。

电流互感器按误差大小分为 0.2、0.5、1.0、3.0 和 10.0 五个等级供选用。

电流互感器在使用时应注意：①在运行过程中绝对不允许二次侧开路。这是因为电流互感器的一次侧电流由被测试的电路决定，在正常运行时，电流互感器的二次侧相当于短路，二次侧电流有强烈的去磁作用，即二次侧的磁动势近似与一次侧的磁动势大小相等、方向相反，因而产生铁心中的磁通所需的合成磁动势和相应的励磁电流很小。若二次侧开路，则一次侧电流全部成为励磁电流，使铁心中磁通增大，铁心过饱和，铁损耗急剧增大，引起互感器发热。同时因二次绕组匝数很多，将会感应出危险的高电压，对操作人员不利。②二次侧应可靠接地。③二次侧回路阻抗不应超过规定值，以免增大误差。

本章小结

对三绕组变压器运行分析的方法基本上与双绕组变压器相同，但是，由于三绕组变压器的三个绕组间磁路的相互耦合较为复杂，故采用具有自感和互感的电路来进行分析，同样得到变压器的基本方程式、等效电路和相量图。与双绕组变压器不同的是等效电路中的 X_1 、 X_2 、 X_3 不代表各绕组的漏抗，而是等效电抗。在用标么值表示时，不论绕组的额定容量为多少，都一律以变压器的额定容量作为基值容量。

自耦变压器一、二次侧绕组间不仅有磁的联系，还有电的联系。其功率的传递包括两部分，一部分是通过电磁感应关系传递的电磁功率为 $(1 - \frac{1}{k_A}) S_N$ ，另一部分是直接传导的功率为 $\frac{1}{k_A} S_N$ 。通过电磁作用传递的功率（又称计算功率）越小，其尺寸和损耗也越小，自耦变压器的优点越突出。但由于短路阻抗标么值较小，短路电流较大。

电压互感器和电流互感器的工作原理与变压器相同。在使用时应将二次侧的一端及铁心可靠接地。在一次侧接电源时,电压互感器的二次侧不允许短路,而电流互感器的二次侧则绝对不允许开路。

思 考 题

- 10-1 三绕组变压器在电力系统中如何具体应用?应用三绕组变压器有什么好处?
- 10-2 三绕组变压器等效电路中的 X_1 、 X_2 、 X_3 代表什么电抗?为什么有时候其中一个数值会成为负值?
- 10-3 如何从短路试验测定三绕组变压器等效电路中的各个参数?
- 10-4 试推导三绕组变压器的电压变化率表示式。
- 10-5 试说明自耦变压器和普通变压器相比较时有哪些优缺点。为什么变比愈接近于1,自耦变压器的优越性就愈为显著?
- 10-6 电流互感器与电压互感器在使用中应注意什么问题?为什么?

习 题

10-1 一台三相三绕组变压器,额定容量为10 000/10 000/10 000kVA,额定电压为110/38.5/11kV,其连接组为YNyn0d11,短路试验数据见表10-1。

表 10-1 习题 10-1 短路试验数据

绕组	短路损耗/kW	阻抗电压/%
高一中	111.20	$u_{k12} = 16.95$
高一低	148.75	$u_{k13} = 10.10$
中一低	82.70	$u_{k23} = 6.06$

试计算简化等效电路中的各参数。

10-2 设有121/38.5/11kV三相三绕组变压器。高压绕组、中压绕组及低压绕组的容量分别为15 000kVA、10 000kVA和15 000kVA。绕组连接为YNyn0d11。进行空载试验和短路试验后,得到数据见表10-2。

表 10-2 习题 10-2 试验数据

实验类型		绕 组			线电压/kV	线电流/kV	三相功率/kW
		高压	中压	低压			
空载		开路	开路	加电源	11	31.6	60
短路	1	加电源	开路	短路	12.7	71.6	132
	2	加电源	短路	开路	38.2	38.2	39
	3	开路	加电源	短路	150	150	54

- (1) 试求各短路电压。(均归算到高压侧)
- (2) 试求等效电路图中各阻抗的标么值。(包括励磁阻抗)
- (3) 绘出等效电路并标出各量。

10 - 3 一台三相双绕组变压器, $S_N = 31\,500\text{ kVA}$, $U_{1N}/U_{2N} = 400/110\text{ kV}$, $p_0 = 105\text{ kW}$, $p_{kN} = 205\text{ kW}$ 。如果改接成 $510/110\text{ kV}$ 的自耦变压器, 试求:

- (1) 自耦变压器的额定容量、传导容量和绕组容量各是多少?
- (2) 在额定负载和 $\cos\varphi_2 = 0.8$ 的条件下运行时, 双绕组变压器和改接成自耦变压器的效率各是多少?

第三篇 异步电机

交流电机主要分为同步电机和异步电机两类。同步电机主要用作发电机，也可用作电动机或调相机。异步电机主要用作电动机，有时也用作发电机。本篇首先介绍交流电机的绕组、电动势和磁动势等共同理论，在此基础上，分析异步电机的运行原理和特性、起动、调速和制动过程。

第十一章 交流电机的共同问题

异步电机和同步电机虽然在运行原理和结构上有很大差别，但电机内部发生的电磁现象和机电能量转换的原理却基本上是相同的，因此存在许多共同性的问题，可以统一起来进行研究。本章主要研究交流电机的绕组、电动势及磁动势等问题。

第一节 交流绕组的基本概念

和直流电机的电枢绕组相似，交流电机绕组的作用也是感应电动势和产生电磁转矩，以实现机电能量转换。为了更好地理解绕组在电机中所起的作用，先介绍同步电机和异步电机的工作原理。

一、交流电机的基本工作原理

(一) 同步电机的基本工作原理

同步电机可以用作发电机，现代发电厂中所发出的交流电能几乎都是同步发电机发出的；也可以用作电动机，对于不需要调速的大功率生产机械，同步电动机用得相当广泛。另外，同步电动机还可以作为调相机使用，即只向电网发出感性或容性无功功率，以满足电网对无功功率的需要。

同步电机是由定子和转子两部分组成的，定、转子间有气隙，如图 11-1 所示。定子上有 AX、BY、CZ 三相绕组，它们在空间上彼此相差 120° 电角度，每相绕组的匝数相等。转子磁极上装有励磁绕组，由直流励磁，其磁通从转子 N 极出来，经过气隙、定子铁心、气隙，进入 S 极而构成回路，如图 11-1 中虚线所示。

当用原动机拖动发电机的转子沿逆时针方向恒速旋转时，磁极的磁力线将切割定子绕组的导体，将在其中感应出交变电动势。设磁极磁场的气隙磁通密度沿圆周按正弦规律分布，则导体电动势也随时间按正弦规律变化。

由于三相绕组在空间位置上彼此互差 120° 电角度，在图 11-1 所示的转向下，磁力线将先切割定子 A 相，再切割 B 相，最后切割 C 相。因此，定子绕组的三相电动势大小相等，相位彼此相差 120° ，而相序为 A—B—C。其波形如图 11-2 所示。

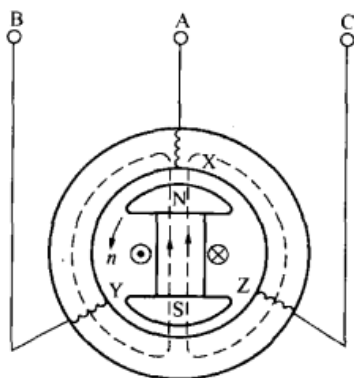


图 11-1 同步发电机的工作原理

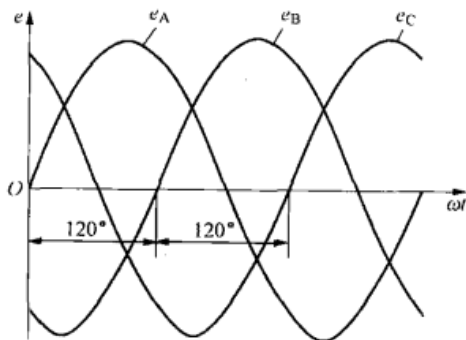


图 11-2 三相电动势波形

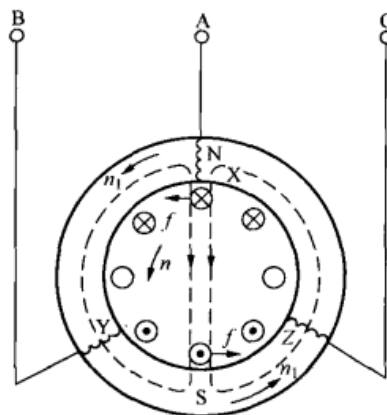
当转子为一对极时，转子旋转一周，绕组中的感应电动势正好交变一次（即一周波）；当电机有 p 对极时，如转子旋转一周，则感应电动势交变 p 次（即 p 个周波）；设转子每分钟的转速为 n ，即每秒钟转 $n/60$ 转，则转子感应电动势每秒钟交变 $pn/60$ 次。因此定子电动势的频率为

$$f = \frac{pn}{60}$$

由此可见，感应电动势的频率 f 等于电机的极对数 p 与转子每秒钟的转速 $n/60$ 的乘积。我国国家标准规定工业交流电动势的频率为 50Hz，因此电机的极对数和转速成反比关系。

(二) 异步电机的基本工作原理

从结构上看，异步电机和同步电机的定子是一样的，只是转子结构不同。图 11-3 所示

图 11-3 笼型异步电动机
的工作原理图

为一笼型异步电机的原理图。转子槽内有导体，导体两端用短路环连接起来，形成一个闭合的绕组。当定子绕组加上对称的三相交流电时，产生一个旋转磁场，在图 11-3 中用 N、S 极表示。设定子旋转磁场以转速 n_1 （称为同步速度）沿逆时针方向旋转，则它的磁力线将切割转子导体而感应电动势。电动势的方向可用右手定则确定，如图 11-3 中的叉和点所示。在该电动势的作用下，转子导体内便有电流通过，电流的有功分量与电动势同相位。于是由电磁力定律可知，转子导体电流与旋转磁场相互作用使转子导体受到电磁力 f ，它的方向可由左手定则确定，如图 11-3 所示。在该电磁力的作用下，电动机转子就转动起来，其转向与旋转磁场的方向相同。这时，如果在转子轴上加上机械负载，电动机就拖动机械负载旋转，输出机械功率，即电动机把电能转换成机械能。

异步电动机的转速不可能达到定子旋转磁场的转速，即同步速度，因为如果达到同步转速，则转子导体与旋转磁场之间没有相对运动，在转子导体中就不会感应出电动势和电流，也就不能产生推动转子旋转的电磁力。因此异步电动机的转速与同步转速始终存在着差异，故而称之为异步。

二、对交流绕组的基本要求

既然交流绕组在实现机电能量转换过程中起着重要作用，那么对它就有一定的要求，这

些要求是:

- (1) 在一定导体数下获得较大的基波电动势和基波磁动势;
- (2) 在三相绕组中, 各相的电动势和磁动势必须对称, 即三相大小相等而相位互差 120° , 并且三相的阻抗也要求相等;
- (3) 电动势和磁动势波形力求接近正弦波, 为此要求电动势和磁动势中的谐波分量尽可能小;
- (4) 绝缘性能和机械强度可靠, 散热条件好;
- (5) 节省材料, 制造工艺简单, 安装、检修方便。

三、交流绕组的基本概念

(一) 电角度

电机圆周在几何上为 360° , 这个角度称为机械角度。然而从电磁方面来看, 若磁场在空间按正弦波分布, 则经过 N、S 一对磁极恰好相当于正弦曲线的一个周期。如有导体去切割这个磁场, 经过 N、S 一对磁极, 导体中所感应产生的正弦电动势的变化也为一个周期, 变化一个周期即经过 360° 电角度, 因而一对磁极占有的空间是 360° 电角度。若电机有 p 对磁极, 电机圆周按电角度计算就为 $p \times 360^\circ$, 而机械角度总是 360° 。因此有

$$\text{电角度} = p \times \text{机械角度} \quad (11-1)$$

(二) 线圈

组成交流绕组的单元是线圈, 它由一匝或多匝串联而成。线圈由两条有效边和端接部分组成, 有两个引出线, 一个叫首端, 另一个叫末端。

(三) 极距和节距

相邻两主磁极轴线在定子内表面所跨过的圆周距离称为极距, 用 τ 表示, 即

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad (11-2)$$

式中: D 为电机定子铁心内径; p 为电机极对数。

极距也可用每极下所占的槽数来表示, 即

$$\tau = \frac{Z_1}{2p} \quad (11-3)$$

式中: Z_1 为电机定子槽数。

一个线圈的两个边所跨定子内圆周上的距离称为节距, 用 y_1 表示, 一般用槽数计算。节距应接近极距 τ 。 $y_1 = \tau$ 的绕组称为整距绕组, $y_1 < \tau$ 的绕组称为短距绕组, $y_1 > \tau$ 的绕组称为长距绕组。常用的是整距和短距绕组。

(四) 槽距角

相邻槽之间的电角度叫做槽距角, 用符号 α 表示, 即

$$\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z_1} \quad (11-4)$$

(五) 每极每相槽数

每一个极下每相绕组所占的槽数, 称为每极每相槽数, 用符号 q 表示, 如定子的相数为 m_1 , 则

$$q = \frac{Z_1}{2pm_1} \quad (11-5)$$

(六) 相带和槽电动势星形图

每个极距内属于每相的槽所占的区域称为相带。由于一个极距为 180° 电角度，而三相绕组每个极距内共有三个相带，则每个相带为 60° 电角度。这样排列的对称三相绕组称为 60° 相带绕组。一般的三相异步电动机大多采用 60° 相带绕组。

当把电枢上各槽内导体按正弦规律变化的电动势分别用相量表示时，这些相量构成一个辐射星形图，称为槽电动势星形图。槽电动势星形图是分析交流绕组的有效方法，下面用一个具体例子来说明。

【例 11-1】 图 11-4 所示为一台三相同步发电机定子槽内导体沿圆周分布情况，已知 $2p=4$, $Z_1=24$ ，转子磁极逆时针方向旋转，试绘出槽电动势星形图。

解 在图 11-4 中，相邻两槽间的槽距角为

$$\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z_1} = \frac{2 \times 360^\circ}{24} = 30^\circ$$

假设转子磁极磁场的磁通密度沿气隙圆周按正弦规律分布，则当转子逆时针旋转时，定子各槽内导体的感应电动势将随时间按正弦规律变化。由于各槽在空间彼此互差 α 电角度，因此各导体电动势在时间相位上也彼此互差 α 角度。于是，假设 1 号槽的导体电动势用相量 1 表示（见图 11-5），则在图 11-4 所示的转子转向下，2 号槽的导体电动势相量 2 比相量 1 滞后 30° 。同理相量 3 比相量 2 滞后 30° 。依此类推，就可绘出图 11-5 所示的槽电动势星形图。

从图 11-5 可见，13、14、15…相量与 1、2、3…相量分别重合，这是由于它们在磁极下分别处于对应的位置，所以它们的感应电动势同相位。一般来说，对于每极每相整数槽绕组，如果电机有 p 对极，则有 p 个重合的槽电动势星形。普遍地说，当 p 和 Z_1 有最大公约数 t 时，则有 t 个重合的槽电动势星形，对本例题而言， p 和 Z_1 的最大公约数为 2，故有两个重合的槽电动势星形。

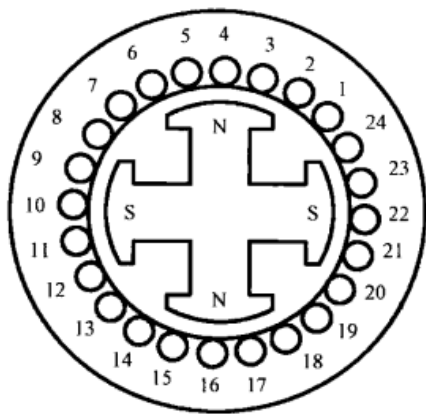


图 11-4 槽内导体沿定子圆周的分布情况

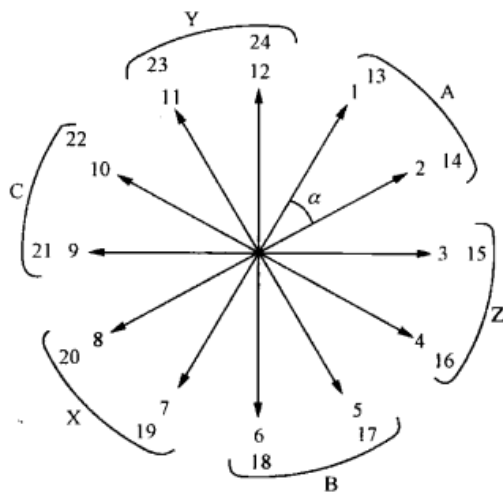


图 11-5 槽电动势星形图

第二节 三相交流绕组

一、交流绕组的分类

由于交流电机应用范围很广，不同类型的交流电机对绕组的要求也各不相同，因此交流

绕组的种类也非常多。

- (1) 按相数分,可分为单相、两相、三相和多相绕组;
- (2) 按槽内层数分,可分为单层和双层绕组,单层绕组又分为同心式、交叉式和链式绕组,双层绕组又分为叠绕组和波绕组;
- (3) 按每极每相槽数分,可分为整数槽和分数槽绕组。

二、三相单层绕组

单层绕组每槽只有一个线圈边。整个绕组的线圈数等于总槽数的一半。在小型三相异步电动机里常采用单层绕组,因为这种绕组嵌线比较方便,槽内没有层间绝缘,槽的利用率高,但它的磁动势和电动势的波形比双层绕组稍差。为了清楚起见,下面通过一个具体例子来说明三相单层绕组的构成。

【例 11-2】 已知电机定子槽数 $Z_1 = 24$, 极数 $2p = 4$, 要求连接成并联支路数 $a = 1$ 的三相单层绕组。

解 (1) 计算有关参数

$$\text{极距} \quad \tau = \frac{Z_1}{2p} = \frac{24}{4} = 6$$

$$\text{槽距角} \quad \alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z_1} = \frac{2 \times 360^\circ}{24} = 30^\circ$$

$$\text{每极每相槽数} \quad q = \frac{Z_1}{2pm_1} = \frac{24}{4 \times 3} = 2$$

(2) 画出槽电动势星形图: 槽电动势星形图如图 11-5 所示。

(3) 按 60° 相带法分相。

所谓分相,就是在星形图上划分各相所属槽号。分相的原则是使每相电动势最大,且三相电动势对称。首先,将图 11-5 所示的星形图分成六等份,每一等份为 60° 电角度,为一相带。由于本例 $q=2$,每相带有两个槽。然后在星形图上逆相量旋转方向将各相带依次标上 A、Z、B、X、C、Y。其中 A、X 两个相带在星形图上的相位相差 180° ,可将这两相的导体电动势反向相加,共同组成 A 相;同理 B、Y 两相带可构成 B 相;C、Z 两相带可构成 C 相,如图 11-5 所示。可将各相所属的槽号按相带顺序列为表 11-1 所示。

表 11-1 各相所属的槽号

相带 极对	A	Z	B	X	C	Y
第一对极	1、2	3、4	5、6	7、8	9、10	11、12
第二对极	13、14	15、16	17、18	19、20	21、22	23、24

(4) 绘制绕组展开图。

根据星形图上分相的结果,把用于各相的导体按一定规律连接起来,组成三相绕组。绘展开图时,把定子沿轴向切开,展成一平面,磁极在上面,如图 11-6 所示。图 11-6 中 24 根等长等距的线段代表定子 24 槽及槽中线圈边,并编上与图 11-4 对应的号码。根据右手定则,标出槽内导体电动势方向。从星形图上可见,1、2 槽和 13、14 槽属于 A 相带;7、8 槽和 19、20 槽属于 X 相带, A 相带和 X 相带之间相差 180° 电角度,把属于 A 相带 1 号线圈边和属于 X 相带的 7 号线圈边连接成整距线圈,同样把 2 号和 11 号线圈边也连接成整距线

圈。由于这两个线圈都属于 A 相，可以把它们互相串联起来组成一个线圈组，同样，由 13 和 19、14 和 20 号线圈边连成的两个线圈组成另一个线圈组，显然，这两个线圈组的电动势是同相位的。它们之间可以串联或并联，视所需并联支路数 a 而定。串联时为了使电动势相加，两线圈组应采用“尾接头”的方法，如图 11-6 所示。

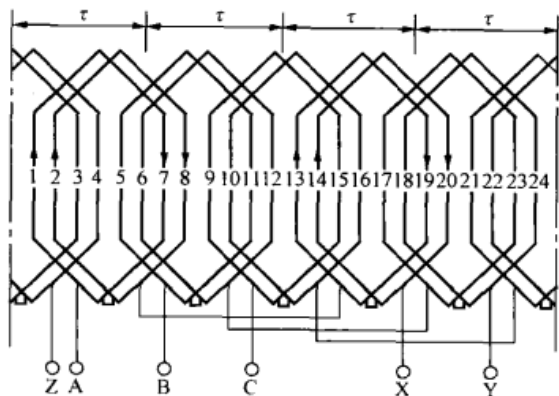


图 11-6 三相单层绕组展开图

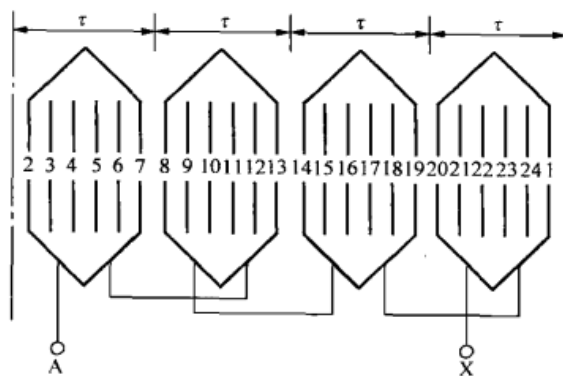


图 11-7 单层链式 A 相绕组展开图

三相单层绕组除了上述连接形式外还有其他几种形式。根据每相的线圈边按电动势相加的原则进行连接，改变同一相中各线圈边相加的先后次序，仍能保证每相感应电动势大小不变，由此可得链式（见图 11-7）、同心式（见图 11-8）和交叉式（见图 11-9）绕组展开图。

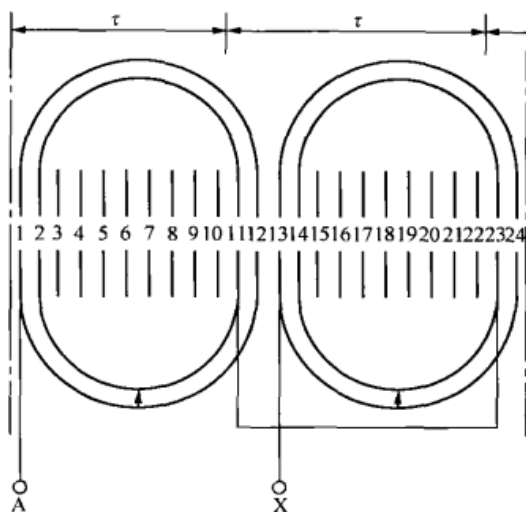


图 11-8 单层同心式 A 相绕组展开图

链式绕组每个线圈大小一样，便于绕组的绕制和嵌线。同心式绕组端接部分较短，重叠较少，可节省材料并利于散热，但线圈大小不等，绕组绕制较困难。交叉式绕组端接部分排列比较均匀，便于绕组绕制和散热。

单层绕组的共同优点是：槽内无需层间绝缘，槽的利用率高；每槽只有一个线圈边，嵌线也较方便。它的主要缺点是：不易制成短距绕组，对削弱高次谐波不利；且漏电抗也较大。单层绕组一般用于功率在 10kW 以下的异步电机中。

三、三相双层绕组

双层绕组每个槽内有上下两个线圈边，线圈的一个边嵌在某一槽的上层，另一个边则嵌在相隔 y_1 槽的下层，整个绕组的线圈数等于槽数。根据双层绕组线圈形状和连接规律，三相双层绕组可分为叠绕组和波绕组两大类。

（一）叠绕组

叠绕组在绕制时，任何两个相邻的线圈都是后一个叠在前一个上面，故称为叠绕组。下面通过具体例子来说明叠绕组的构成。

【例 11-3】 已知电机定子槽数 $Z_1=24$ ，极数 $2p=4$ ，要求连接成并联支路数 $a=2$ 的三相双层叠绕组。

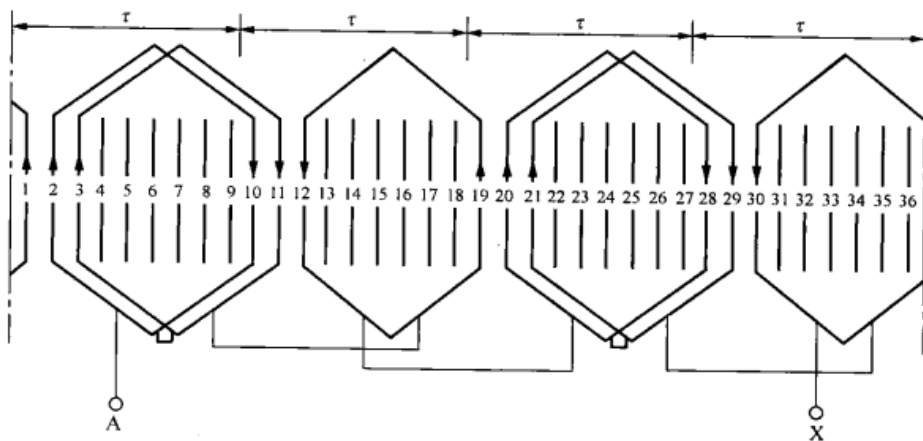


图 11-9 单层交叉式 A 相绕组展开图

解 (1) 计算有关参数

极距

$$\tau = \frac{Z_1}{2p} = \frac{24}{4} = 6$$

槽距角

$$\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z_1} = \frac{2 \times 360^\circ}{24} = 30^\circ$$

每极每相槽数

$$q = \frac{Z_1}{2pm_1} = \frac{24}{4 \times 3} = 2$$

为了改善电动势和磁动势波形及节省端接线材料，双层绕组通常都采用线圈节距 y_1 接近于 τ 的短距线圈，本例中取线圈节距 $y_1=5$ 。

(2) 画出槽电动势星形图。双层绕组的槽电动势星形图的作法与单层绕组一样，但电动势相量和线圈编号通常取上层线圈边所在的槽号，槽电动势星形图如图 11-10 所示。

(3) 按 60° 相带法分相。双层绕组的分相也和单层绕组相似，如图 11-10 所示。但要注意是分给每相的是每槽的上层线圈边对应的线圈。

(4) 绘制绕组展开图。根据槽电动势星形图及分相，可将同一磁极下属于同一相带的线圈依次连成一个线圈组，则 A 相可得 4 个线圈组，同理 B、C 两相也各有 4 个线圈组。然后根据各线圈组的电动势相位关系以及并联支路的要求将线圈组串联或并联成相应的相绕组。A 相绕组展开图如图 11-11 所示。

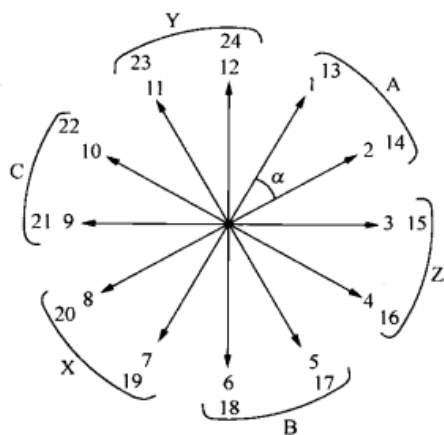


图 11-10 槽电动势星形图

(二) 波绕组

交流电机的波绕组和直流电机的波绕组类似，两个相连接的线圈成波浪形前进。和直流电机一样，波绕组也是依次把同极性下的线圈串联起来，每次前进约一对极距 (2τ)。故对整数槽波绕组来说，在绕组串联 p 个线圈 (沿定子绕了一周) 后，绕组将回到原来出发的槽号而自行闭合。因此，为了把所有属于同一相的线圈全部连接起来，每绕完一圈之后，必须人为地前进或后退一个槽，才能使绕组继续绕下去。

【例 11-4】 已知电机定子槽数 $Z_1=24$ ，极数 $2p=4$ ，要求连接成并联支路数 $a=1$ 的

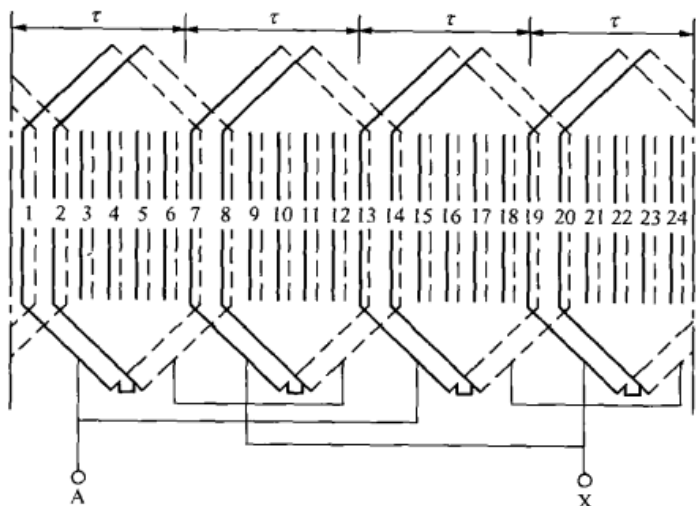


图 11-11 双层叠绕组 A 相展开图

图 11-12 所示。

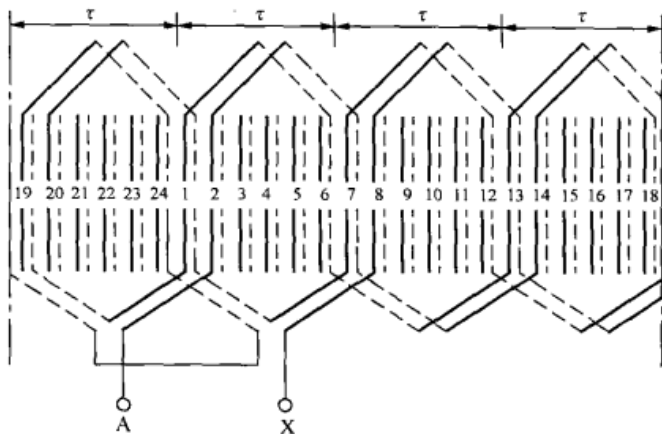


图 11-12 双层波绕组 A 相展开图

三相双层波绕组。

解 (1) 计算有关参数

极距

$$\tau = \frac{Z_1}{2p} = \frac{24}{4} = 6$$

槽距角

$$\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Z_1} = \frac{2 \times 360^\circ}{24} = 30^\circ$$

每极每相槽数

$$q = \frac{Z_1}{2pm_1} = \frac{24}{4 \times 3} = 2$$

(2) 画出槽电动势星形图 (略)。

(3) 按 60° 相带法分相 (略)。

(4) 绘制 A 相绕组展开图, 如

第三节 正弦磁场下绕组的感应电动势

当交流电机气隙中存在旋转磁场时, 它切割电机绕组, 在绕组中感应电动势, 本节首先研究在正弦分布磁场下定子绕组中感应的电动势。

一、导体中的感应电动势

当气隙磁场的磁通密度在空间按正弦分布时, 设其最大磁密为 B_{m1} , 则 $B_\delta = B_{m1} \sin \alpha$ 。

当电机绕组的导体和气隙磁场作相对运动时, 导体切割气隙磁场产生感应电动势, 则此电动势为

$$e_{cl} = B_\delta lv = B_{m1} lv \sin \omega t = E_{clm} \sin \omega t \quad (11-6)$$

式中: $E_{clm} = B_{m1} lv$ 为导体电动势最大值; l 为切割磁力线的导体长度; v 为导体切割磁力线的线速度, 当磁场转速为 n r/min 时, 有

$$v = \frac{2p\pi}{60} n = 2\pi f \quad (11-7)$$

导体电动势的有效值为

$$E_{cl} = \frac{E_{clm}}{\sqrt{2}} = \frac{B_{ml}lv}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}fB_{ml}l\tau \quad (11-8)$$

而正弦波磁通密度的平均值为

$$B_{av} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} B_{ml} \sin x dx = \frac{2}{\pi} B_{ml} \quad (11-9)$$

每极磁通为

$$\Phi_1 = B_{av}\tau l \quad (11-10)$$

将式 (11-9)、式 (11-10) 带入式 (11-8) 可得

$$E_{cl} = \frac{\sqrt{2}}{2} \pi f \Phi_1 = 2.22 f \Phi_1 \quad (11-11)$$

二、线圈的电动势

(一) 整距线圈的电动势

在整距情况下, 线圈的两个有效边在空间隔一个极距 τ , 即一根导体处于 N 极下的最大磁密处时, 另一根导体处于 S 极下的最大磁密处, 如图 11-13 (a) 所示, 所以两根导体中的电动势瞬时值总是大小相等、方向相反, 但在线圈内正好相加。若导体电动势的正方向都规定为从上向下 [见图 11-13 (a)], 则在相量图上 \dot{E}_{cl} 应该和 \dot{E}'_{cl} 相差 180° , 因此得到图 11-13 (b)。故整距线圈的电动势为

$$\dot{E}_{cl(y_1=\tau)} = \dot{E}_{cl} - \dot{E}'_{cl} = 2\dot{E}_{cl}$$

其有效值为

$$E_{cl(y_1=\tau)} = 2E_{cl} = \sqrt{2}\pi f \Phi_1 = 4.44 f \Phi_1 \quad (11-12)$$

(二) 短距线圈的电动势

图 11-14 (a) 所示为一短距线圈, 线圈的节距缩短了 $\tau - y_1$, 相当于电角度 $\beta = \frac{\pi}{\tau}(\tau - y_1)$, 因此线圈两导体电动势相位不再相差 180° , 而是相差 γ 电角度, 如图 11-14 (b) 所示, γ 是用电角度表示的线圈节距, $\gamma = \frac{y_1}{\tau} \pi$, 故线圈电动势为

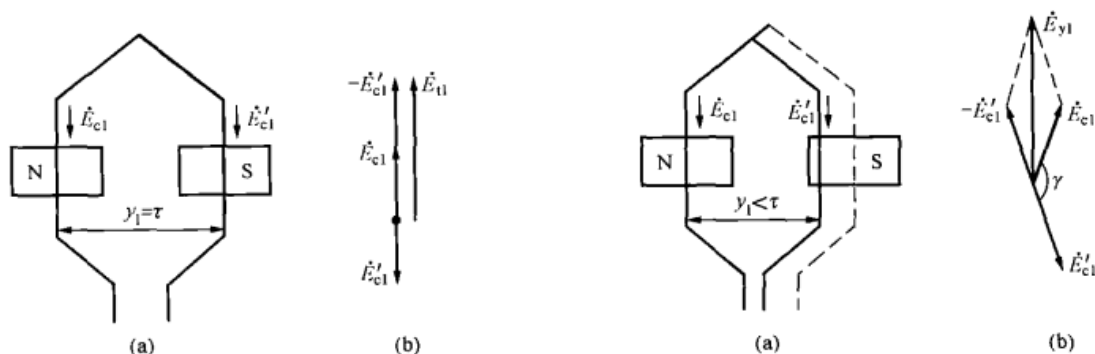


图 11-13 整距线圈电动势

图 11-14 短距线圈电动势

$$\dot{E}_{cl(y_1<\tau)} = \dot{E}_{cl} - \dot{E}'_{cl} = \dot{E}_{cl} + (-\dot{E}'_{cl})$$

其有效值为

$$E_{t1(y_1=r)} = 2E_{cl} \cos \frac{180^\circ - \gamma}{2} = 2E_{cl} \sin \frac{\gamma}{2} = 2E_{cl} \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ = 4.44k_{pl} f \Phi_1 \quad (11-13)$$

式中: k_{pl} 称为绕组短距系数, 其大小为

$$k_{pl} = \frac{E_{t1(y_1 < \tau)}}{E_{t1(y_1 = \tau)}} = \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ \quad (11-14)$$

很显然, k_{pl} 值始终小于 1, 它表示由于短距关系使线圈电动势比整距时小些, 应打 k_{pl} 的折扣。

(三) 线圈的电动势

如果图 11-14 (a) 所示的线圈不止一匝, 而是 N_c 匝串联, 则整个线圈的电动势为

$$E_{y1(y_1 < \tau)} = N_c E_{cl} = 4.44 f N_c k_{pl} \Phi_1 \quad (11-15)$$

(四) 线圈组电动势

如前所述, 交流绕组通常每相不是只有一个线圈。一般在每一极面下每相由 q 个线圈组成, 而这 q 个线圈又分布在相邻的槽内, 组成一个线圈组, 如图 11-15 (a) 所示, 所以线圈组的电动势等于 q 个串联线圈电动势的相量和。

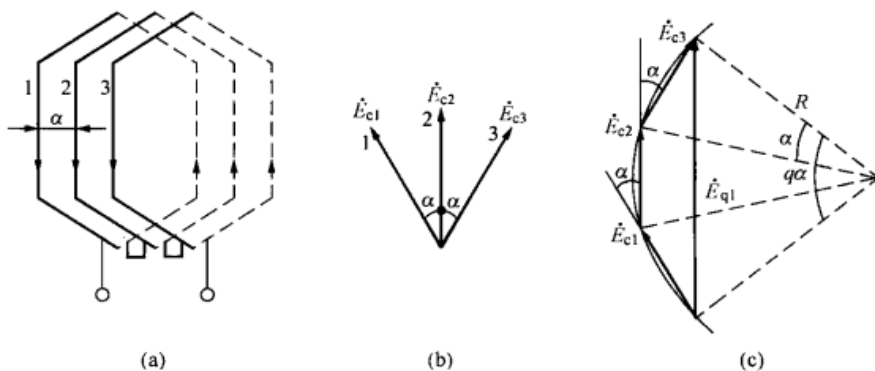


图 11-15 线圈组的电动势

如图 11-15 (a) 所示, 如果分布绕组中, 每个线圈组是由三个线圈串联组成 ($q=3$), 则各线圈电动势 E_{cl} 大小相等, 彼此相差 α 电角度。线圈电动势 E_{q1} 等于其相量和, 如图 11-15 (b)、(c) 所示。由于 $q=3$, 三个电动势相量大小相等, 又依次移过 α 电角度, 因此相加后构成正多边形的一部分。设 R 为该正多边形外接圆的半径, 根据几何关系, 正多边形的每个边所对应的圆心角等于两个相量之间的夹角 α , 则得

$$E_{q1} = \overline{AB} = 2R \sin \frac{q\alpha}{2}$$

其中

$$R = \frac{E_{y1}}{2 \sin \frac{\alpha}{2}}$$

故

$$E_{q1} = qE_{y1} \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} = qE_{y1} k_{d1}$$

式中, qE_{y1} 可以理解为同样匝数的 q 个线圈集中放置在一个槽内所感应的电动势, 也就是集

中绕组的电动势。而 E_{q1} 是 q 个线圈分布在相邻槽内所感应的电动势，也就是所谓分布绕组的电动势。两者之比值为分布系数 k_{d1} ，其大小为

$$k_{d1} = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} \quad (11-16)$$

k_{d1} 的值也小于 1，它表示由于分布关系使线圈组电动势比集中绕组时小些，应打 k_{d1} 的折扣。

因此，分布绕组的每个线圈组的电动势为

$$\begin{aligned} E_{q1} &= qE_{y1}k_{d1} \\ &= 4.44qfN_c k_{p1} k_{d1} \Phi_1 = 4.44fqN_c k_{dp1} \Phi_1 \end{aligned} \quad (11-17)$$

式中： $k_{dp1} = k_{d1} k_{p1}$ 称为绕组系数，它表示绕组短距分布影响时线圈组电动势应打的折扣。

三、相绕组电动势

在多极交流电机中，每相绕组均由处于不同极下的一系列线圈组串联或并联构成，设一相绕组的总串联匝数为 N ，则每相电动势为

$$E_{\Phi 1} = 4.44fNk_{dp1}\Phi_1 \quad (11-18)$$

式 (11-18) 中 $N = \frac{p}{a}qN_c$ (单层绕组) 或 $N = \frac{2p}{a}qN_c$ (双层绕组)。

* 第四节 高次谐波电动势及其削弱方法

一、磁极磁场非正弦分布所引起的谐波电动势

在交流电机中，由于磁极磁场并非完全按正弦规律分布，因此，在定子绕组感应电动势的波形中，除基波外，还包含着一系列谐波（见图 11-16）。由于磁场对磁极中心对称，所以谐波中只有奇次分量。令 ν 代表谐波次数，则 $\nu=1, 3, 5, \dots$

从图 11-16 可以看出， ν 次谐波的极对数是基波的 ν 倍，即 $p_\nu = \nu p$ 。由于谐波磁通和基波磁通都由磁极产生，所以两者在空间的转速应该是一样的，即 $n_\nu = n_1$ 。高次谐波磁通也切割定子绕组而在其中感应电动势，其频率为

$$f_\nu = \frac{p_\nu n_\nu}{60} = \nu \frac{pn_1}{60} = \nu f_1 \quad (11-19)$$

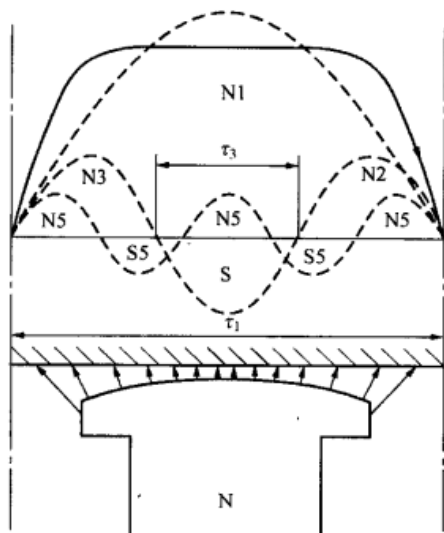
对比式 (11-18) 可以得出 ν 次谐波电动势的有效值为

$$E_{\Phi_\nu} = 4.44fNk_{dp\nu}\Phi_\nu \quad (11-20)$$

式中： Φ_ν 为 ν 次谐波的每极磁通量； $k_{dp\nu}$ 为 ν 次谐波的绕组系数，即

$$k_{dp\nu} = k_{d\nu} k_{p\nu}$$

$k_{p\nu}$ 和 $k_{d\nu}$ 分别为 ν 次谐波的短距系数和分布系数。由于 ν 次谐波的极对数是基波的 ν 倍，故 ν 次谐波的电角度也是基波的 ν 倍，所以 ν 次谐波的短距系数和分布系数分别为



$$k_{pv} = \sin \nu \frac{\gamma_1}{\tau} 90^\circ$$

$$k_{dv} = \frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \nu \frac{\alpha}{2}}$$

在计算出各次谐波电动势的有效值之后，相电动势的有效值应为

$$E_\Phi = \sqrt{E_{\Phi 1}^2 + E_{\Phi 3}^2 + E_{\Phi 5}^2 + \dots} \quad (11-21)$$

二、削弱高次谐波电动势的方法

谐波电动势的存在使发电机输出电压波形畸变，附加损耗增加，效率下降；若是异步电机则产生有害的附加转矩，引起振动与噪声，运行性能变坏；高次谐波电流可能引起输出线路的电感和电容发生谐振，产生过电压，对邻近通信线路产生干扰。为此，应该采取一些措施来尽量削弱电动势中的高次谐波，使电动势波形接近于正弦。一般有以下几种方法。

(一) 使气隙中的磁场分布尽可能接近正弦波

对凸极同步电机来说，由于其气隙不均匀，所以一般采用改善磁极的极靴外形的方法来改善气隙磁场波形，如图 11-17 所示，一般取最大气隙 δ_{\max} 与最小气隙 δ_{\min} 之比在 1.5~2.0 范围内，以改善磁通分布情况。在图 11-17 中，虚线表示气隙均匀时磁场分布波，而实线则表示气隙不均匀时的气隙磁场波，显然，实线比虚线更接近于正弦波。对隐极式电机来说，由于其气隙比较均匀，所以一般主要通过合理安放励磁绕组来改善气隙磁场波形。

(二) 采用三相绕组的连接来消除线电动势中的 3 次及其倍数的奇次谐波

在相电动势中，各相的 3 次谐波的大小相等，彼此相差 $3 \times 120^\circ = 360^\circ$ ，即它们是同相位、同大小的。采用 Y 连接时，线电动势为两相电动势的相量差，3 次谐波及其倍数的奇次谐波电动势相抵消，故线电动势为

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_5^2 + E_7^2 + \dots} = \sqrt{3} \sqrt{E_{\Phi 1}^2 + E_{\Phi 5}^2 + E_{\Phi 7}^2 + \dots}$$

当三相绕组采用 Δ 连接时，同相位、同大小的 3 次谐波电动势 $E_{\Phi 3}$ 将在闭合的 Δ 形回路中形成环流 \dot{I}_3 ，如图 11-18 所示。由于 $\dot{E}_{\Phi 3}$ 正好等于 3 次谐波环流所引起的阻抗压降 $\dot{I}_3 Z_3$ ，所以线电动势中不会出现 3 次谐波。同理，也不会出现 3 的倍数次谐波。由于 3 次谐波环流将引起附加损耗，使电机效率降低，温升增加，所以现代同步发电机一般采用 Y 连接。

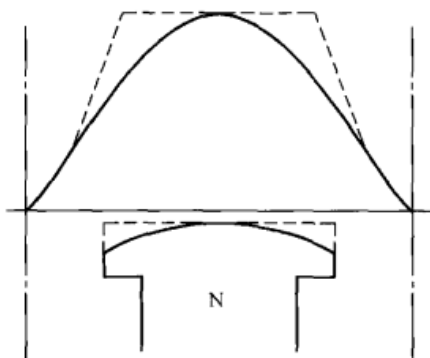


图 11-17 凸极电机的气隙磁场

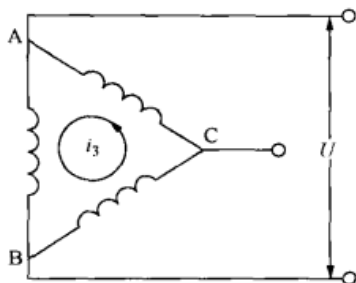


图 11-18 连接时绕组内的 3 次谐波环流

(三) 采用短距绕组削弱高次谐波电动势

图 11-19 表示采用短距消除 5 次谐波电动势的方法。图 11-19 中实线表示整距情况，

这时 5 次谐波磁场在线圈两个有效边内感应电动势的瞬时值大小相等、方向相反，沿回路内正好相加。若把节距缩短 $\tau/5$ ，如图 11-19 中虚线所示，则两个有效边内的 5 次谐波电动势也大小相等，但方向相同，沿回路内正好互相抵消，故 5 次谐波合成电动势等于零，一般来说，节距缩短 ν 次谐波的一个极距（即缩短 τ/ν ），就能消除 ν 次谐波电动势。为了能同时削弱 5 次及 7 次谐波电动势，一般 $y_1 \approx 5\tau/6$ 。

（四）采用分布绕组削弱高次谐波电动势

如前所述，采用分布绕组，线圈组电动势将比集中绕组有所减小，由式 (11-18) 计算可知，每极每相槽数增加 q 时，基波分布系数减小不多，而谐波却显著减小。因此采用分布绕组可削弱高次谐波电动势。但是 q 增多，电机槽数 Z_1 也增多，这将引起冲剪工时和绝缘材料消耗量增加，从而使电机的成本提高。实际上，当 $q > 6$ 时高次谐波分布系数的下降已经不太显著，因此除两极汽轮发电机采用 $q = 6 \sim 12$ 以外，一般交流电机的 q 均在 $2 \sim 6$ 范围内。

（五）采用斜槽或分数槽绕组削弱谐波电动势

在高次谐波中，有一种次数为 $\nu = \frac{Z_1}{p} \pm 1 = 2mq \pm 1$ 的谐波，这种次数与一对极下的齿数 Z_1/p 具有特定关系的谐波，称为一阶齿谐波。齿谐波的特点是，其谐波绕组系数恰好等于基波绕组系数，即

$$k_{dp(\nu=2mq \pm 1)} = \pm k_{dp1}$$

因而不能用短距和分布来削弱。一般采用斜槽或分数槽绕组来削弱齿谐波电动势。

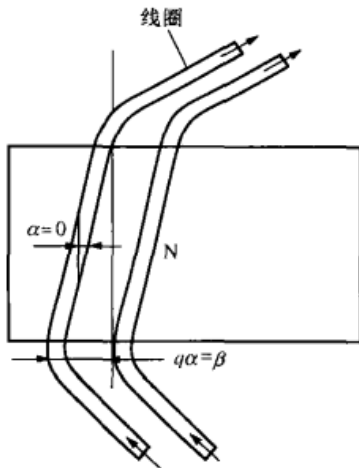


图 11-20 斜槽

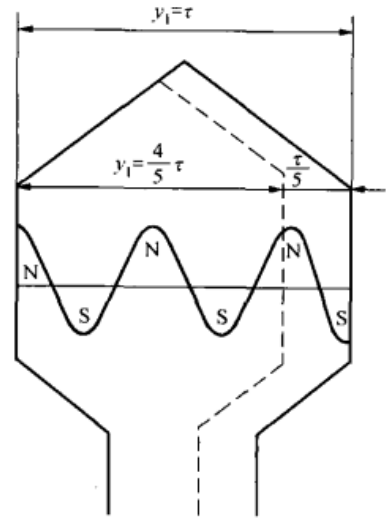


图 11-19 短距绕组消除谐波电动势的原理图

采用斜槽后，由于同一根导体的各个小段在磁场中的位置互不相同（见图 11-20），因此同一根导体的各个小段所感应的齿谐波电动势相位不同，可以大部分相互抵消而使导体总电动势中的齿谐波大为削弱。同样，斜槽对基波电动势和其他谐波电动势也起削弱作用，只是削弱的程度有所不同。为计及这一影响，对于斜槽的绕组，计算电动势时还应乘以斜槽系数。

斜槽主要用于中、小型异步电机，一般斜一个齿距 t_1 。大型电机采用斜槽时，铁心叠压工艺比较复杂；在凸极同步电机中，也可用斜槽来削弱齿谐波。

在多极低速同步电机（例如水轮发电机）中，常用分数槽绕组来减小谐波电动势，特别是齿谐波电动势。采用分数槽绕组后，由于 q 为分数，因此磁极下各相带所占槽数不同，如有的多一槽，有的少一槽。各线圈组在磁极下处于不同的相对位置，各个线圈组内的齿谐波电动势相位不同，各线圈组的齿谐波电动势是相量相加减，可以大部分互相抵消，从而使相绕组中的齿谐波电动势大为削弱。

第五节 单相绕组的磁动势——脉振磁动势

交流绕组中流过电流时,将产生磁动势和磁场。交流绕组连接时,应使它所形成的定、转子磁场极数相等,这是使绕组的合成电动势不等于零,电机的合成电磁转矩不等于零的基本条件。

本节先研究线圈内通有正弦电流 $i_c = \sqrt{2}I_c \sin \omega t$ 时单相绕组的磁动势。与研究绕组电动势时的步骤相似,先分析整距线圈的磁动势,然后分析分布绕组的磁动势,最后分析单相绕组的磁动势。为简化分析,假设:

- (1) 槽内电流集中在槽心处;
- (2) 转子呈圆柱形,气隙是均匀的;
- (3) 铁心不饱和,铁心中磁压降可忽略不计。

一、整距线圈的磁动势

图 11-21 (a) 所示为一台两极电机的示意图。定子上只有一个整距集中线圈。当线圈通以电流时,线圈便产生一个两极磁场,在电机内部磁通的流通情况如图 11-21 (a) 中虚线所示, N 极在下端, S 极在上端。

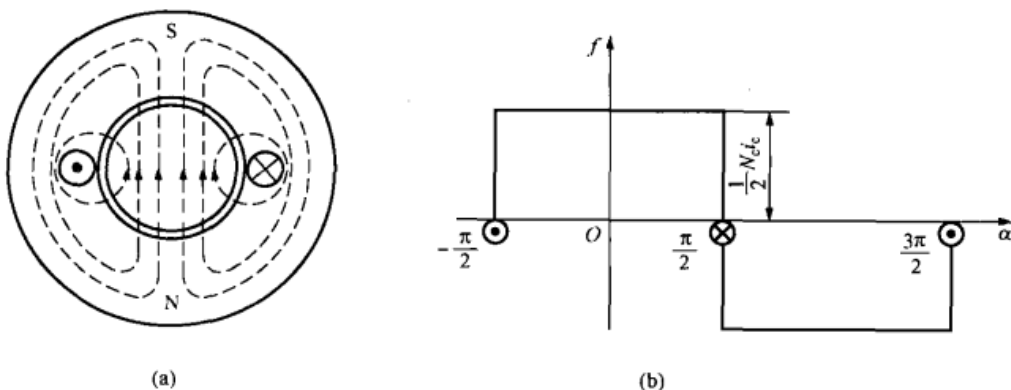


图 11-21 整距集中线圈的磁动势

由全电流定律可知,作用于任一闭合磁路内的磁动势,等于其所包围的全部电流,即

$$\oint_l H dl = \sum i = N_c i_c \quad (11-22)$$

式中: N_c 为槽内导体数 (即线圈的匝数); i_c 为每根导体内的电流。

从图 11-21 中可以看出,每一条磁力线都要通过定子铁心、转子铁心以及两次穿过气隙。由于气隙磁阻远大于铁心的磁阻,故可认为磁动势 $N_c i_c$ 全部降落在两段气隙上,于是作用于每一段气隙上的磁动势为 $\frac{1}{2} N_c i_c$ 。假定磁通由定子进入转子的磁动势为正,相反的方向为负,于是沿定子内圆周分布的磁动势波形,如图 11-21 (b) 所示。由图 11-21 (b) 可见,整距线圈的磁动势在空间的分布为一矩形波,其宽度等于线圈的宽度,其幅值为 $\frac{1}{2} N_c i_c$ 。若线圈流过的电流为

$$i_c = \sqrt{2} I_c \sin \omega t$$

则气隙中的磁动势为

$$f_c = \pm \frac{1}{2} N_c i_c = \pm \frac{\sqrt{2}}{2} N_c I_c \sin \omega t = \pm F_{cm} \sin \omega t$$

式中: $F_{cm} = \frac{1}{2} N_c I_c$ 为磁动势的最大幅值。

由此可见, 在一个整距线圈中通以正弦变化的电流时, 所产生的矩形波磁动势随时间而作正弦变化。由此我们可以把磁动势的空间和时间关系区别清楚: 在任何瞬间, 磁动势的空间分布是一个矩形波, 而在空间任意一点的磁动势, 它的大小随时间而作正弦规律变化。这种空间位置固定, 而大小随时间变化的磁动势通常称之为脉振磁动势。

如果把图 11-21 (b) 所表示的矩形波进行分解, 便可得到基波及一系列谐波 (见图 11-22)。按照傅里叶级数的运算方法, 在矩形波的情况下, 可得基波磁动势及各奇次谐波磁动势的幅值为

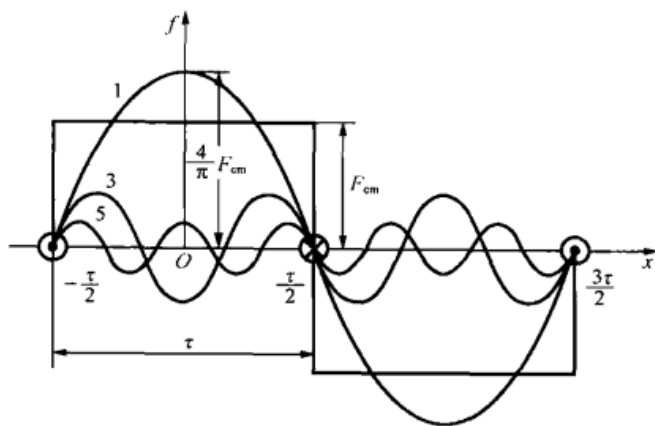


图 11-22 矩形波分解成基波和谐波

按照傅里叶级数的运算方法, 在矩形波的情况下, 可得基波磁动势及各奇次谐波磁动势的幅值为

$$\begin{aligned} F_{c\nu} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F_{cm}(\alpha) \cos \nu \alpha d\alpha = \frac{1}{\nu} \frac{4}{\pi} F_{cm} \sin \nu \frac{\pi}{2} \\ &= \frac{1}{\nu} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} N_c I_c \sin \nu \frac{\pi}{2} = \frac{1}{\nu} 0.9 N_c I_c \sin \nu \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (11-23)$$

在图 11-22 中, 如取线圈的轴线作为纵坐标, 于是对图中任一点 x 处的磁动势分布波的表达式为

$$\begin{aligned} f_c(x, t) &= \left(F_{c1} \cos \frac{\pi}{\tau} x + F_{c3} \cos 3 \frac{\pi}{\tau} x + F_{c5} \cos 5 \frac{\pi}{\tau} x + \cdots \right) \sin \omega t \\ &= 0.9 N_c I_c \left(\cos \frac{\pi}{\tau} x - \frac{1}{3} \cos 3 \frac{\pi}{\tau} x + \frac{1}{5} \cos 5 \frac{\pi}{\tau} x + \cdots \right) \sin \omega t \end{aligned} \quad (11-24)$$

二、整距线圈组的磁动势

设有 q 个相同的依次相距一个槽距角 α 的整距线圈相串联 [见图 11-23 (a)]。由于每两个相邻线圈在空间位置上相隔槽距角 α , 因此每个线圈所产生的矩形波磁动势也相互移过槽距角 α 。如用傅氏级数的方法把各矩形波都分解为基波及一系列的谐波, 则基波之间在空间的位移角也是电角度 α [见 11-23 (b)]。把 q 个线圈的基波磁动势逐点相加, 就可求得基波合成磁动势的幅值 F_{q1} 。而 q 个空间正弦分布的磁动势相加, 即相当于 q 个空间相量的几何相加, 于是得到图 11-23 (c) 所示的磁动势矢量图, 它和分布绕组求合成电动势的相量图相同, 因而可仿照求合成电动势的方法, 得 q 个线圈基波合成磁动势的幅值为

$$F_{q1} = q F_{c1} k_{d1} = 0.9 q N_c k_{d1} I_c \quad (11-25)$$

式中: $k_{d1} = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}}$ 为基波磁动势的分布系数, 其物理意义与电动势的分布系数完全相同。

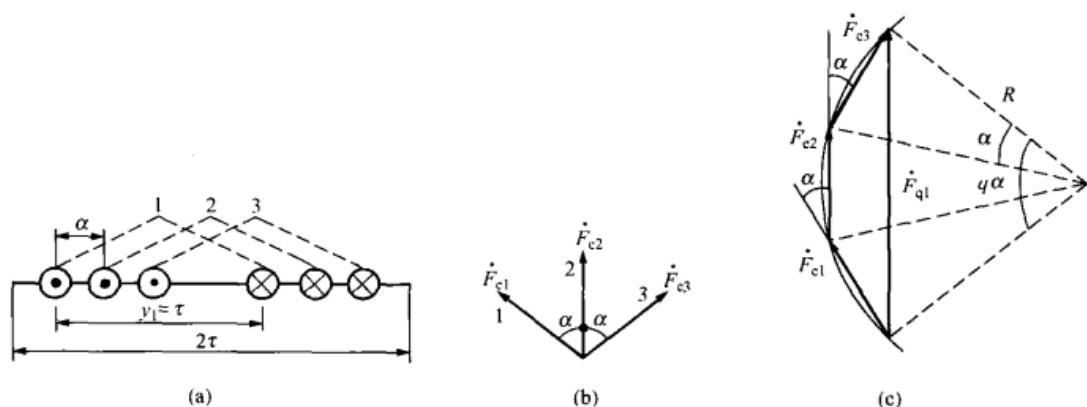


图 11-23 线圈组磁动势

(a) 各线圈的空间位置；(b) 各线圈基波磁动势矢量；(c) 线圈组的基波磁动势合成

同样可得 ν 次谐波磁动势的幅值为

$$F_{q\nu} = qF_{c\nu} k_{d\nu} = \frac{1}{\nu} 0.9qN_c k_{d\nu} I_c \quad (11-26)$$

式中： $k_{d\nu} = \frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \nu \frac{\alpha}{2}}$ 为 ν 次谐波磁动势的分布系数。

由上述分析可见：磁动势的分布系数和电动势的分布系数，不论对基波和谐波，其作用都是相同的。因此，采用分布绕组后对基波磁动势虽然略有减小，但谐波减小得更多，即分布绕组可以削弱谐波磁动势，改善磁动势的波形。

三、短距分布线圈组的磁动势

交流电机双层绕组通常采用短距线圈来削弱谐波，以改善电磁性能。以图 11-24 所示的双层绕组为例来说明短距线圈组的磁动势计算。双层绕组的线圈总是由一个槽的上层线圈边与另一槽的下层线圈边所组成。但是从绕组通过电流产生磁动势的观点来看，磁动势的大小及波形只取决于线圈边的分布情况以及线圈边中电流的方向，而与线圈边之间的连接次序无关。为了方便起见，可以认为上层线圈边组成了一个 $q=3$ 的整距线圈组，而下层线圈边又组成了另一个 $q=3$ 的整距线圈组。这两个线圈组在空间相互移过的距离 β 正好等于线圈所缩短的电角度 $\frac{\tau - y_1}{\tau} \pi$ 。上层和下层线圈组产生的基波磁动势幅值可利用式 (11-25) 求得。由于两个线圈组在空间相差 β 电角度，因而这两个线圈组所产生的基波磁动势在空间也相差 β 电角度，如图 11-24 (a) 所示。将这两个基波磁动势逐点相加可求得它们的合成磁动势。如把这两个基波磁动势用矢量来表示，则这两个矢量的夹角等于这两个基波磁动势在空间的位移 β ，如图 11-24 (b) 所示。因而它们的合成磁动势为

$$\begin{aligned} F_{\Phi 1} &= 2F_{q1} \cos \frac{\beta}{2} = 2F_{q1} \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ \\ &= 0.9 \times 2qN_c k_{p1} k_{d1} I_c = 0.9 \times 2qN_c k_{dp1} I_c \end{aligned} \quad (11-27)$$

式中： $k_{p1} = \sin \frac{y_1}{\tau} 90^\circ$ 为基波磁动势的短距系数。

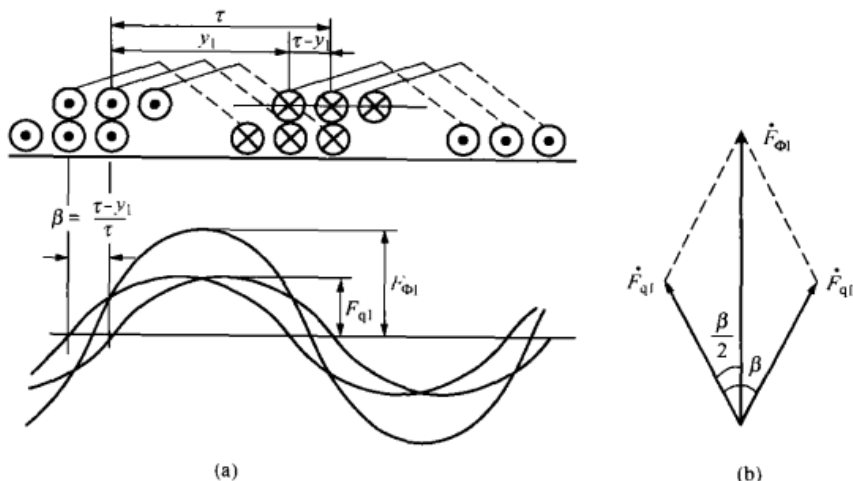


图 11-24 短距线圈组的基波磁动势

同样可得 ν 次谐波磁动势的幅值为

$$F_{\Phi \nu} = \frac{1}{\nu} 0.9 \times 2qN_c k_{d\nu} I_c \quad (11-28)$$

式中: $k_{p\nu} = \sin \nu \frac{y_1}{\tau} 90^\circ$ 为 ν 次谐波磁动势的短距系数。

四、相绕组的磁动势

相绕组是由分布在各极下的线圈组连接而成。设每相绕组串联匝数为 N , 每相并联支路数为 a , 相电流的有效值为 I , 则在双层绕组中 $N = \frac{2pqN_c}{a}$, 单层绕组中 $N = \frac{pqN_c}{a}$, 线圈中电流为每条支路电流 $I_c = \frac{I}{a}$ 。将这些关系代入, 可得相绕组基波磁动势的幅值为

$$F_{\Phi 1} = 0.9 \frac{Nk_{d1} I}{p} \quad (11-29)$$

同样可得 ν 次谐波磁动势的幅值为

$$F_{\Phi \nu} = \frac{1}{\nu} 0.9 \frac{Nk_{d\nu} I}{p} \quad (11-30)$$

若把坐标原点选在相绕组的轴线上, 则得相绕组的脉振磁动势表达式为

$$\begin{aligned} f_{\Phi}(x, t) &= \left(F_{\Phi 1} \cos \frac{\pi}{\tau} x - F_{\Phi 3} \cos 3 \frac{\pi}{\tau} x + F_{\Phi 5} \cos 5 \frac{\pi}{\tau} x + \cdots \right) \sin \omega t \\ &= 0.9 \frac{NI}{p} \left(k_{d1} \cos \frac{\pi}{\tau} x - \frac{1}{3} k_{d3} \cos 3 \frac{\pi}{\tau} x \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{5} k_{d5} \cos 5 \frac{\pi}{\tau} x + \cdots \right) \sin \omega t \end{aligned} \quad (11-31)$$

通过以上分析, 对单相绕组的磁动势可得如下结论。

(1) 单相绕组的磁动势是一种在空间位置固定幅值随时间变化的脉振磁动势, 基波及所有谐波磁动势的幅值在时间上都以绕组中电流变化的频率脉振。

(2) 单相绕组基波磁动势幅值的位置与相绕组的轴线相重合。

(3) 单相绕组脉振磁动势中基波磁动势的幅值 $F_{\Phi 1} = 0.9 \frac{Nk_{d1} I}{p}$, 各次谐波磁动势的幅

值和谐波次数 ν 成反比, 而与谐波绕组系数 $k_{d\nu}$ 成正比, 因而谐波次数愈高, 幅值愈小。

(4) 谐波磁动势的绕组系数和谐波电动势的绕组系数相同, 这反映了磁动势计算与电动势计算的相似性, 时间波和空间波的统一性。显然, 由于谐波磁动势随时间而脉动, 因而它既是时间函数又是空间函数。

(5) 和削弱电动势中的谐波方法相似, 由于谐波磁动势振幅与其绕组系数成正比, 因此可采用短距和分布绕组来削弱磁动势中的高次谐波。

第六节 脉振磁动势的分解

一相绕组产生的脉振磁动势基波表达式为

$$f_{\Phi 1} = F_{\Phi 1} \cos \alpha \sin \omega t$$

根据三角公式

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \sin(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \sin(\alpha - \beta)$$

把基波磁动势表达式变为

$$\begin{aligned} f_{\Phi 1} &= \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t + \alpha) \\ &= f_{\Phi 1}^+ + f_{\Phi 1}^- \end{aligned}$$

(1) 讨论第一项 $f_{\Phi 1}^+$ 。

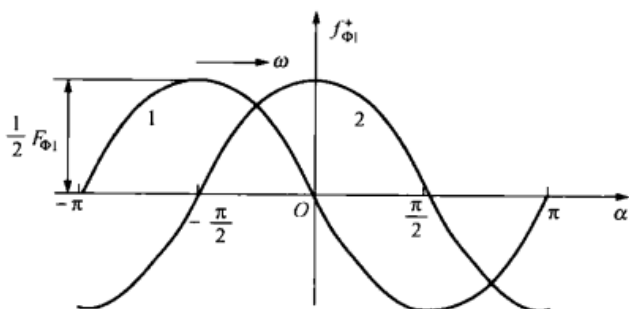


图 11-25 $\omega t = 0^\circ$ 和 $\omega t = \frac{\pi}{2}$ 时 $f_{\Phi 1}^+$ 的分布波形

这是一个行波表达式。所谓行波即该波随时间的推移而在空间移动。当给定时间, 磁动势沿气隙圆周方向按正弦规律分布, 它的幅值只有原脉振磁动势最大振幅的一半。随着时间的推移, 这个在空间按正弦规律分布的磁动势的位置却在发生变化。如磁动势的幅值, 当 $\omega t = 0^\circ$ 时, 其出现在 $\alpha = -\frac{\pi}{2}$ 处, 如图 11-25 中的波形 1;

当 $\omega t = \frac{\pi}{2}$ 时, 则出现在 $\alpha = 0^\circ$ 处, 如图

11-25 中波形 2, 以此类推。由此可见, $f_{\Phi 1}^+$ 是一个幅值不变, 在气隙中沿方向移动的旋转磁动势。

把 $\omega t - \alpha = 0$ 微分, 便可得到旋转磁动势波的角速度, 即

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega$$

(2) 讨论第二项 $f_{\Phi 1}^-$ 。

很显然, 这也是一个行波表达式, 它的幅值也是脉振波最大振幅的一半, 只不过是朝着 $-\alpha$ 方向, 以角速度 ω 旋转而已。

通过上述分析, 可得如下结论: 单相绕组脉振磁动势可分解为两个幅值相等 (均为原脉振波幅值的一半)、转速相同、转向相反的旋转磁动势波。

沿空间按正弦分布的磁动势也可以用空间矢量来表示。图 11-26 所示为基波脉振磁动势以及用两个分别朝相反方向旋转的旋转磁动势表示的矢量图。图 11-26 中 $F_{\Phi 1}$ 是脉振磁动势, F_+ 、 F_- 是两个分别朝正、反方向旋转的旋转磁动势。图 11-26 分别是当 $\omega t = 0^\circ$ 、 60° 、 90° 、 120° 、 180° 等瞬间, 各磁动势所对应的矢量图。

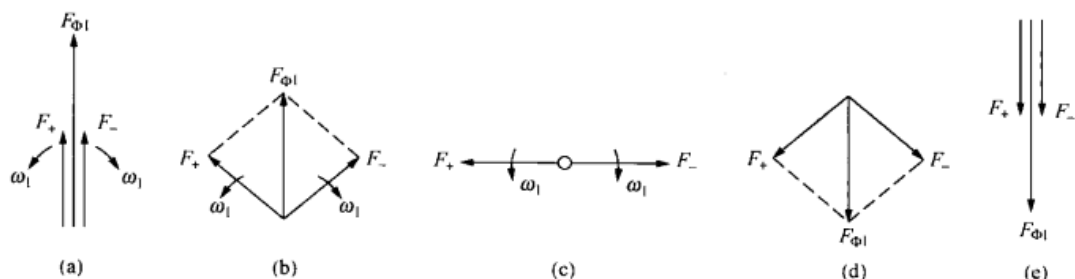


图 11-26 脉振磁动势分解为两个旋转磁动势

第七节 三相绕组的磁动势——旋转磁动势

大容量交流发电机和电动机大多采用三相绕组, 因此分析三相绕组的合成磁动势是研究交流电机的基础。

在阐述异步电动机工作原理时, 已经说明, 三相绕组中通过对称三相电流时会在电机气隙里建立一个旋转磁场, 那么建立旋转磁场的磁动势必然是一种旋转磁动势。所以把三个脉动的单相磁动势合成为三相磁动势, 不仅在数量上而且在性质上发生了变化。

一、三相基波合成磁动势

当在对称的三相绕组里通以对称的三相交流电流时, 由于三相绕组在空间上彼此相差 120° 电角度, 三相电流在时间相位上也彼此相差 120° , 因此, 若把空间坐标 α 的原点取在 A 相绕组的轴线上, 并把 A 相绕组电流为零的瞬间作为时间 t 的起点, 由 A、B、C 三相绕组各自产生的脉振磁动势基波的表达式为

$$\left. \begin{aligned} f_{A1}(t, \alpha) &= F_{\Phi 1} \cos \alpha \sin \omega t \\ f_{B1}(t, \alpha) &= F_{\Phi 1} \cos(\alpha - 120^\circ) \sin(\omega t - 120^\circ) \\ f_{C1}(t, \alpha) &= F_{\Phi 1} \cos(\alpha - 240^\circ) \sin(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \right\}$$

式中: $F_{\Phi 1}$ 为每相磁动势基波的最大幅值。

利用三角公式将每相脉振磁动势分解为

$$\left. \begin{aligned} f_{A1}(t, \alpha) &= \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t + \alpha) \\ f_{B1}(t, \alpha) &= \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t + \alpha - 240^\circ) \\ f_{C1}(t, \alpha) &= \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t + \alpha - 120^\circ) \end{aligned} \right\}$$

把上面三相产生的基波磁动势加起来, 就得到三相合成基波磁动势为

$$\begin{aligned} f_1(t, \alpha) &= f_{A1}(t, \alpha) + f_{B1}(t, \alpha) + f_{C1}(t, \alpha) \\ &= \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t + \alpha) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t + \alpha - 240^\circ) \\
& + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t + \alpha - 120^\circ) \\
& = \frac{3}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha) \\
& = F_1 \sin(\omega t - \alpha)
\end{aligned} \tag{11-32}$$

可见, 三相合成基波磁动势是旋转磁动势, 它的幅值为

$$F_1 = \frac{3}{2} F_{\Phi 1} = 1.35 \frac{Nk_{\text{dp1}}}{p} I \tag{11-33}$$

朝着 $+\alpha$ 方向以角速度 ω 旋转。由于 F_1 为常数, \dot{F}_1 矢量端点的轨迹是个圆, 因此也叫圆形旋转磁动势。

因为 $\omega = 2\pi f$, 而电机的极对数为 p , 则三相合成基波磁动势的转速为

$$n_1 = \frac{60 \times 2\pi f}{2\pi p} = \frac{60f}{p} \tag{11-34}$$

若用空间矢量表示磁动势, 也能求出三相合成基波旋转磁动势。从前面分析可知, 单相绕组脉振磁动势的基波可分解为两个幅值相等、转速相同、转向相反的旋转磁动势。因此可将每相磁动势的基波各自分解为正、反两个旋转磁动势, 然后将每个旋转磁动势用一个旋转的空间矢量来表示。画矢量图时, 只能画出某个瞬间旋转磁动势矢量的大小和位置。画任意瞬间的都可以, 各矢量之间的相对关系不会改变。以画 $\omega t = 90^\circ$ 时 A 相电流达正最大值的瞬间磁动势矢量图为例。此时 A 相的两个旋转磁动势分量 \dot{F}_A^+ 和 \dot{F}_A^- 位于 A 相的相轴上。由于 B 相电流在时间上要经过 120° 后才能达到最大值, 因此 \dot{F}_B^+ 和 \dot{F}_B^- 需经过 120° 后才能到达 B 相轴线, 它们各自应从 B 相轴线上后退 120° 。同样, C 相电流在时间上要经过 240° 后才能达到最大值, 因此 \dot{F}_C^+ 和 \dot{F}_C^- 需经过 240° 后才能到达 C 相轴线, 它们各自应从 C 相轴线上后退 240° , 如图 11-27 所示。从图 11-27 中可以看出,

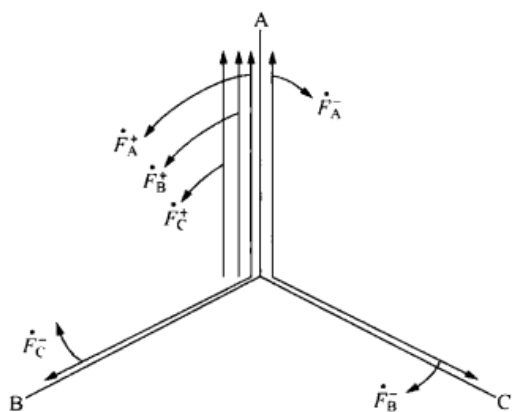


图 11-27 用空间矢量来分析
三相绕组合成磁动势

三个反向旋转的磁动势矢量 \dot{F}_A^- 、 \dot{F}_B^- 、 \dot{F}_C^- 互差 120° , 三个矢量之和等于零, 即互相抵消。另外三个正向旋转磁动势矢量 \dot{F}_A^+ 、 \dot{F}_B^+ 、 \dot{F}_C^+ 则同相位, 它们直接相加后即三相合成磁动势的基波。随着时间的推移, 三相合成基波磁动势在空间是旋转的。

综上所述, 三相合成基波磁动势具有以下性质:

(1) 对称的三相绕组内通以对称的三相电流时, 三相合成磁动势的基波是一个正弦分布、幅值恒定的旋转磁动势波, 其波幅为每相脉振磁动势波幅值的 $3/2$ 倍, 即

$$F_1 = \frac{3}{2} F_{\Phi 1} = 1.35 \frac{Nk_{\text{dp1}}}{p} I$$

(2) 合成磁动势的转速, 即同步转速为

$$n_1 = \frac{60f}{p}$$

(3) 合成磁动势的转向取决于三相电流的相序和三相绕组在空间上的排列次序。合成磁动势由电流超前相向电流滞后相旋转。

(4) 瞬间位置：当某相电流达最大值时，合成磁动势基波的波幅就与该相绕组的轴线重合。

由式 (11-32) 可知，当 $\omega t = \frac{\pi}{2}$ 时，A 相电流为最大值， $f_1\left(\frac{\pi}{2}, \alpha\right) = F_1 \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)$ ；当 $\alpha = 0$ 时， $f_1\left(\frac{\pi}{2}, 0\right) = F_1$ ，即幅值 F_1 位于 A 相绕组的轴线上。若 $\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3}$ ，B 相电流达到最大值， $f_1 = F_1 \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right)$ ，即幅值位于 $\alpha = \frac{2\pi}{3}$ 电角度那一点，即位于 B 相绕组轴线处。同理，当 C 相电流达到最大值时，三相合成磁动势的幅值将移到 C 相绕组轴线处。

为了更形象地表示三相旋转磁动势，图 11-28 画出了三相旋转磁场用磁力线表示的示意图。图 11-28 中分别为 $\omega t = 0, 120^\circ, 240^\circ, 360^\circ$ 等几个时刻，三相合成旋转磁场的位置。

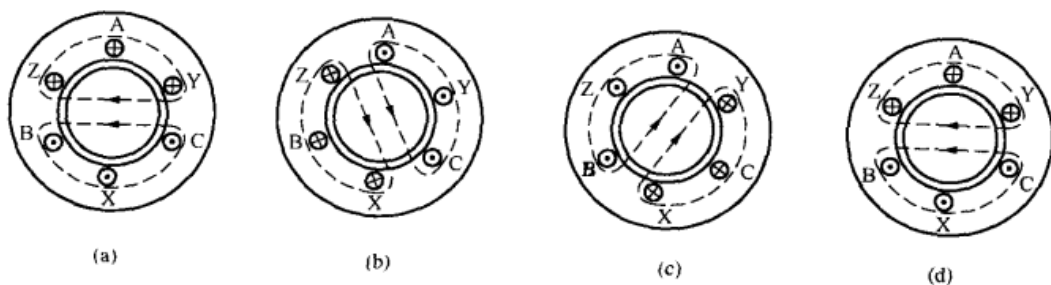


图 11-28 用磁力线来分析三相绕组合成磁动势
(a) $\omega t = 0$; (b) $\omega t = 120^\circ$; (c) $\omega t = 240^\circ$; (d) $\omega t = 360^\circ$

二、三相合成磁动势的谐波分量

由前面的分析可知，每相脉振磁动势中除基波外，还有 3, 5, 7... 奇次谐波。下面扼要分析这些谐波三相合成的结果。

(一) 三相绕组 3 次谐波磁动势

对于 3 次谐波， $\nu=3$ ，三个单相绕组产生的 3 次谐波脉振磁动势的表达式为

$$\left. \begin{aligned} f_{A3}(t, \alpha) &= F_{\Phi 3} \cos 3\alpha \sin \omega t \\ f_{B3}(t, \alpha) &= F_{\Phi 3} \cos 3(\alpha - 120^\circ) \sin(\omega t - 120^\circ) = F_{\Phi 3} \cos 3\alpha \sin(\omega t - 120^\circ) \\ f_{C3}(t, \alpha) &= F_{\Phi 3} \cos 3(\alpha - 240^\circ) \sin(\omega t - 240^\circ) = F_{\Phi 3} \cos 3\alpha \sin(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (11-35)$$

故得 3 次谐波合成磁动势为

$$\begin{aligned} f_3(t, \alpha) &= f_{A3}(t, \alpha) + f_{B3}(t, \alpha) + f_{C3}(t, \alpha) \\ &= F_{\Phi 3} \cos 3\alpha \sin \omega t + F_{\Phi 3} \cos 3\alpha \sin(\omega t - 120^\circ) + F_{\Phi 3} \cos 3\alpha \sin(\omega t - 240^\circ) \\ &= F_{\Phi 3} \cos 3\alpha [\sin \omega t + \sin(\omega t - 120^\circ) + \sin(\omega t - 240^\circ)] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (11-36)$$

式 (11-36) 表明, 在对称三相绕组合成磁动势中, 不存在 3 次及 3 的倍数次谐波合成磁动势。

(二) 三相绕组 5 次谐波磁动势

对于 5 次谐波, $\nu=5$, 三个单相绕组产生的 5 次谐波脉振磁动势的表达式为

$$\left. \begin{aligned} f_{A5}(t, \alpha) &= F_{\Phi 5} \cos 5\alpha \sin \omega t \\ &= \frac{1}{2} F_{\Phi 5} \sin(\omega t + 5\alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 5} \sin(\omega t - 5\alpha) \\ f_{B5}(t, \alpha) &= F_{\Phi 5} \cos 5(\alpha - 120^\circ) \sin(\omega t - 120^\circ) \\ &= \frac{1}{2} F_{\Phi 5} \sin(\omega t + 5\alpha - 6 \times 120^\circ) + \frac{1}{2} F_{\Phi 5} \sin(\omega t - 5\alpha + 4 \times 120^\circ) \\ f_{C5}(t, \alpha) &= F_{\Phi 5} \cos 5(\alpha - 240^\circ) \sin(\omega t - 240^\circ) \\ &= \frac{1}{2} F_{\Phi 5} \sin(\omega t + 5\alpha - 6 \times 240^\circ) + \frac{1}{2} F_{\Phi 5} \sin(\omega t - 5\alpha + 4 \times 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (11-37)$$

故得 5 次谐波合成磁动势为

$$f_5(t, \alpha) = f_{A5}(t, \alpha) + f_{B5}(t, \alpha) + f_{C5}(t, \alpha) = \frac{3}{2} F_{\Phi 5} \sin(\omega t + 5\alpha) \quad (11-38)$$

式 (11-38) 表明, 5 次谐波合成磁动势也是一个正弦分布、波幅恒定的旋转磁动势。其极对数为基波的 5 倍, 转速为基波的 $1/5$, 即 $n_5 = \frac{1}{5} n_1 = \frac{60f}{5p}$ 。因为 5α 前为正号, 所以 5 次谐波磁动势的转向与基波相反。

同样可以证明 $\nu=5, 11, 17 \dots (6k-1)$ 次 ($k=1, 2, 3 \dots$) 时, 其三相合成磁动势的转向均和基波的转向相反。

(三) 三相绕组 7 次谐波磁动势

对于 7 次谐波, $\nu=7$, 三个单相绕组产生的 7 次谐波脉振磁动势的表达式为

$$\left. \begin{aligned} f_{A7}(t, \alpha) &= F_{\Phi 7} \cos 7\alpha \sin \omega t \\ &= \frac{1}{2} F_{\Phi 7} \sin(\omega t - 7\alpha) + \frac{1}{2} F_{\Phi 7} \sin(\omega t + 7\alpha) \\ f_{B7}(t, \alpha) &= F_{\Phi 7} \cos 7(\alpha - 120^\circ) \sin(\omega t - 120^\circ) \\ &= \frac{1}{2} F_{\Phi 7} \sin(\omega t - 7\alpha + 6 \times 120^\circ) + \frac{1}{2} F_{\Phi 7} \sin(\omega t + 7\alpha - 8 \times 120^\circ) \\ f_{C7}(t, \alpha) &= F_{\Phi 7} \cos 7(\alpha - 240^\circ) \sin(\omega t - 240^\circ) \\ &= \frac{1}{2} F_{\Phi 7} \sin(\omega t - 7\alpha + 6 \times 240^\circ) + \frac{1}{2} F_{\Phi 7} \sin(\omega t + 7\alpha - 8 \times 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (11-39)$$

故得 7 次谐波合成磁动势为

$$f_7(t, \alpha) = f_{A7}(t, \alpha) + f_{B7}(t, \alpha) + f_{C7}(t, \alpha) = \frac{3}{2} F_{\Phi 7} \sin(\omega t - 7\alpha) \quad (11-40)$$

式 (11-40) 表明, 7 次谐波合成磁动势也是一个正弦分布、波幅恒定的旋转磁动势。其极对数为基波的 7 倍, 转速为基波的 $1/7$, 即 $n_7 = \frac{1}{7} n_1 = \frac{60f}{7p}$ 。因为 7α 前为负号, 所以 7

次谐波磁动势的转向与基波相同。

同样可以证明 $\nu=7, 13, 19\cdots (6k+1)$ 次 ($k=1, 2, 3\cdots$) 时, 其三相合成磁动势的转向均和基波的转向相同。

三相绕组的高次谐波合成磁动势具有下列性质:

- (1) ν 次谐波合成磁动势是旋转磁动势。
- (2) ν 次谐波合成磁动势的幅值恒定, 等于电流为最大值时的相绕组 ν 次谐波脉振磁动势幅值的 $3/2$ 倍。
- (3) ν 次谐波合成磁动势的转速为基波的 $1/\nu$, 即 $n_\nu = n_1/\nu$ 。
- (4) ν 次谐波合成磁动势的旋转方向视谐波次数而定。当 $\nu=6k-1$ 时, 旋转方向与基波相反; 当 $\nu=6k+1$ 时, 旋转方向与基波相同。

谐波磁动势的存在会使交流电机产生附加损耗、振动和噪声; 对异步电动机还会引起附加转矩, 使电动机起动性能变坏。因此在设计电机时应尽量削弱磁动势中的高次谐波, 而采用短距和分布绕组是达到这个目的的重要方法。

本章小结

(1) 三相绕组的构成原则是力求获得最大的基波电动势和磁动势, 尽可能地削弱谐波电动势和磁动势, 并保证三相绕组产生的电动势(磁动势)对称。因而要求线圈节距尽量接近于极距; 采用短距和分布绕组, 用以削弱高次谐波, 但短距和分布对基波分量也有一定的削弱, 所以, 节距 y 及 q 值选择要合理; 每极每相槽数相等, 相带排列要正确, 采用 60° 相带时为 A、Z、B、X、C、Y, 各相绕组在空间相差 120° 电角度。

(2) 电动势的波形取决于气隙磁场在空间分布的波形。

电动势的频率 $f = \frac{pn}{60}$, 若 $f=50\text{Hz}$ 不变, 则 n 与 p 间有固定关系;

基波每相电动势 $E_{\Phi 1} = 4.44 f N k_{\text{dp1}} \Phi_1$, 其大小由主磁极磁通、频率、相绕组每支路串联匝数及绕组的结构有关。

(3) 单相交流绕组产生一种在空间位置固定幅值随时间变化的脉振磁动势。其表达式为

$$f_{\Phi 1} = F_{\Phi 1} \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x$$

最大幅值

$$F_{\Phi 1} = 0.9 \frac{N k_{\text{dp1}}}{p} I$$

脉振磁动势可分解为两个幅值相等(均为原脉振波幅值的一半)、转速相同、转向相反的旋转磁动势波。

(4) 对称的三相绕组内通以对称的三相电流时, 三相合成磁动势的基波是一个正弦分布、幅值恒定的旋转磁动势波。其表达式为

$$f_1(t, \alpha) = \frac{3}{2} F_{\Phi 1} \sin(\omega t - \alpha)$$

圆形旋转磁动势的性质如下:

- 1) 幅值恒定;

- 2) 转速为同步转速, 即 $n_1 = \frac{60f}{p}$;
- 3) 转向: 与电流相序一致, 即由电流超前相向电流滞后相旋转;
- 4) 瞬间位置: 当某相电流达最大值时, 合成磁动势基波幅值与该相绕组的轴线重合。

思考题

- 11-1 当交流发电机转子磁极分别为 2 极、4 极和 6 极时, 若要求在定子导体中感应电动势的频率为 60Hz, 问转子的旋转速度应各为多少?
- 11-2 空间电角度是如何定义的? 它与几何角度、时间电角度的含义有什么不同?
- 11-3 短距系数和分布系数有何实际意义? 为什么大、中型交流电机都要采用短距分布绕组?
- 11-4 什么是相带? 为什么采用 60° 相带分配三相绕组的槽? 是否可以采用 120° 相带, 为什么?
- 11-5 基波电动势星形相量图中的每根相量, 在单层绕组和双层绕组中各代表什么电动势?
- 11-6 单层绕组、双层绕组的最大并联支路数与极对数有什么关系?
- 11-7 为了同时削弱磁动势和电动势中的 5 次和 7 次谐波, 绕组节距应当怎样选择?
- 11-8 为什么交流绕组所产生的磁动势既是空间函数又是时间函数? 试用单相绕组磁动势来说明。
- 11-9 单相绕组流过单相交流电流与三相对称绕组流过三相对称电流产生的基波磁动势有什么不同?
- 11-10 若把三相交流电机的定子绕组中三相引出线中其中两个头对调一下再接到三相电源上, 试分析对调前后三相合成基波磁动势的转向有何变化?
- 11-11 三相对称绕组通以同相位的电流会不会产生旋转磁动势?
- 11-12 三相合成的谐波磁动势有何特点? 它们会不会在定子绕组中感应电动势? 频率是多少?
- 11-13 一台频率 50Hz 的三相交流电机, 现通入频率 60Hz 的三相对称电流, 若电流的有效值不变, 试分析此时三相合成基波旋转磁动势的幅值大小、极对数、转速、转向有何变化?

习题

- 11-1 已知 $Z_1=24$, $2p=4$, $a=1$, 试绘制三相单层绕组展开图。
- 11-2 有一双层绕组, $Z_1=24$, $2p=4$, $a=2$, $y_1=\frac{5}{6}\tau$ 。试画出:
 - (1) 绕组的槽电动势星形图并分相;
 - (2) 画出其叠绕组 A 相展开图。
- 11-3 一台两极汽轮发电机, 频率为 50Hz, 定子槽数为 54 槽, 每槽内有两根有效导

体, $a=1$, $y_1=22$, Y 接法, 空载线电压为 $U_0=6300\text{V}$ 。试求基波磁通 Φ_1 。

11-4 一台三相同步发电机, $f=50\text{Hz}$, $n_N=1500\text{r/min}$, 定子采用双层短距分布绕组。 $q=3$, $y_1=\frac{8}{9}\tau$, 每相串联匝数 $N=108$, Y 接法, 每极磁通 $\Phi_1=1.015\times 10^{-2}\text{Wb}$, $\Phi_3=0.66\times 10^{-2}\text{Wb}$, $\Phi_5=0.24\times 10^{-2}\text{Wb}$, $\Phi_7=0.09\times 10^{-2}\text{Wb}$, 试求:

- (1) 电机的极对数;
- (2) 定子槽数;
- (3) 绕组系数 k_{dp1} 、 k_{dp3} 、 k_{dp5} 、 k_{dp7} ;
- (4) 相电动势 $E_{\Phi1}$ 、 $E_{\Phi3}$ 、 $E_{\Phi5}$ 、 $E_{\Phi7}$ 及合成相电动势 E_Φ 和线电动势 E_l 。

11-5 一台两相 4 极异步电动机, $P_N=132\text{kW}$, $U_N=380\text{V}$, $I_N=235\text{A}$, 定子绕组采用三角形连接、双层叠绕组、槽数 $Z_1=72$, $y_1=15$, 每槽导体数为 72, $a=4$, 试求:

- (1) 脉振磁动势基波和 3、5、7 等次谐波的振幅, 并写出各相基波脉振磁动势的表达式;
- (2) 计算三相合成磁动势基波及 5、7 次谐波的幅值, 写出它们的表达式, 并说明各次谐波的转向、极对数和转速;
- (3) 分析基波和 5、7、11 次谐波的绕组系数值, 说明采用短距和分布绕组对磁动势波形有什么影响。

11-6 一台三相 2 极汽轮发电机, $P_N=50\,000\text{kW}$, $U_N=10.5\text{kV}$, Y 接法, $\cos\varphi_N=0.85$ (滞后), 槽数 $Z_1=72$, $y_1=28$, $N_c=1$, $a=2$, 试求额定电流时:

- (1) 相绕组磁动势的基波幅值及瞬时值表达式;
- (2) 三相合成磁动势的基波幅值及瞬时值表达式;
- (3) 画出 A 相电流为最大值时的三相磁动势空间矢量及其合成磁动势空间矢量图。

11-7 一台三相交流电机, $2p=4$, $Z_1=36$, 定子绕组为单层, $N_c=40$, $a=1$, Y 接法。若通以三相不对称电流: $\dot{I}_A=10\angle 0^\circ\text{A}$, $\dot{I}_B=8\angle -110^\circ\text{A}$, $\dot{I}_C=9\angle -250^\circ\text{A}$, 试写出三相合成磁动势基波表达式, 并分析该磁动势的转向。

第十二章 异步电机基本理论

第一节 三相异步电动机的工作原理和运行状态

一、异步电机的用途与分类

异步电动机是工农业生产中应用最广泛的一种电机。在工业方面,用于拖动中小型轧钢设备、各种金属切削机床、轻工机械、矿山机械等;在农业方面,用于拖动水泵、粉碎机及其它农副业加工机械等;在民用电器方面,则用于电风扇、洗衣机、电冰箱、空调机等。

异步电动机的特点是结构简单、运行可靠、容易制造、价格低廉且坚固耐用;缺点是运行时必须从电网中吸取滞后的无功功率,使电网功率因数降低。因此,对那些单机容量较大、转速又恒定运行的场合,一般采用功率因数可调的同步电动机。

异步电动机的种类繁多,根据结构上的差异,可分为以下几类:

(1) 按定子相数分有单相、两相和三相异步电动机。

(2) 按转子结构分有绕线型和笼型异步电动机,后者又包括单笼、双笼和深槽式异步电动机。

(3) 按有无换向器又可分为无换向器和换向器异步电动机。

此外,还有高起动转矩异步电动机、高转差率异步电动机、高转速异步电动机等。

二、异步电动机的工作原理

三相异步电动机定子接三相电源后,电机内便形成圆形旋转磁动势,产生圆形旋转磁场,

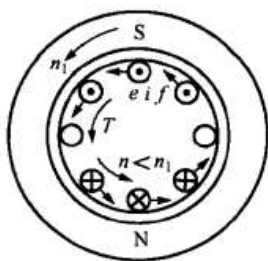


图 12-1 异步电动机工作原理

设其方向为逆时针转,如图 12-1 所示。若转子不转,转子鼠笼导条与旋转磁场有相对运动,导条中有感应电动势,方向由右手定则确定。由于转子导条彼此在端部短路,于是导条中有电流,不考虑电动势与电流的相位差时,电流方向与电动势方向相同。这样,导条就在磁场中受力,受力方向可用左手定则确定,如图 12-1 所示。转子受力,产生转矩为电磁转矩 T ,方向与旋转磁动势同方向,转子便沿该方向旋转起来。

转子旋转后,转速为 n ,只要转子导条与磁场仍有相对运动,产生与转子不转时相同方向的电动势、电流并受力,电磁转矩仍然为逆时针方向,转子继续旋转,在 $T = T_L$ 情况下稳定运行,其中 T_L 为负载转矩。

异步电动机不可能依靠自身的电磁转矩达到旋转磁场的同步转速,因为如果两者相等,转子导条与旋转磁场之间没有相对运动,转子导条中没有感应电动势和电流,电动机便没有电磁转矩。由于转子转速与定子旋转磁场的转速必须有差异才能产生电磁转矩,所以称为异步电动机。又由于转子导条中的电动势和电流是由电磁感应产生的,所以异步电动机又称为感应电动机。

综上所述可见,三相电流通入三相绕组产生旋转磁场,旋转磁场在转子导体条感应电流,转子导条通过电流又与旋转磁场作用产生电磁转矩使转子转动,这就是异步电动机旋转

的基本原理。

定子旋转磁场的同步转速 n_1 与转子的转速 n 之差, 称为转差 $\Delta n = n_1 - n$ 。转差与同步转速之比称为转差率 s , 即

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (12-1)$$

转差率是表征异步电动机运行性能的一个重要参数, 根据转差率的大小和正负, 便可以判断异步电动机运行在电动状态、发电状态或电磁制动状态。

三、异步电机的运行状态

分析异步电机的三种运行状态时, 将定子旋转磁场用磁极 N、S 表示, 定、转子感应电动势和电流方向用以前的方法标出, 如图 12-2 所示。

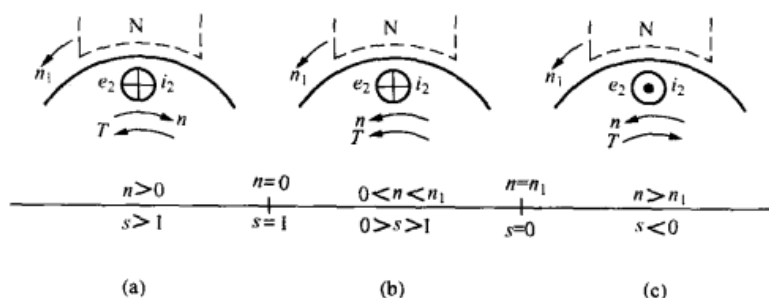


图 12-2 异步电机的三种运行状态

(a) 电磁制动状态; (b) 电动状态; (c) 发电状态

(一) 电动运行状态

如果转子顺着旋转磁场的方向旋转, 且 $0 < n < n_1$, 也就是 $1 > s > 0$, 电机处于电动状态。这时各电磁量的方向如图 12-2 (b) 所示。

假设旋转磁场以 n_1 逆时针方向旋转, 相当于转子导体顺时针方向切割磁力线, N 极下的转子导体中感应电动势的方向, 由右手定则知为 “ \otimes ”, 转子电流有功分量 i_{2a} 与 e_2 同相, i_{2a} 与旋转磁场作用产生电磁力并形成电磁转矩, 由左手定则知电磁转矩为逆时针方向, 带动转子顺旋转磁场方向旋转, 克服轴上负载的阻转矩做功, 输出机械功率, 因而是电动运行状态。

(二) 发电运行状态

如果用原动机拖动转子顺旋转磁场的方向旋转, 使转子的转速 n 高于旋转磁场的转速 n_1 , 即 $n > n_1$, $s < 0$, 异步电机便运行于发电状态, 如图 12-2 (c) 所示。转子导体切割磁力线的方向与电动状态相反, 转子电动势和电流都改变了方向, 所以电磁转矩也变为顺时针方向, 与原动机拖动的方向相反, 对原动机起制动作用, 转子从原动机吸收机械功率, 送出电功率, 因而是发电状态。

专门作为发电机运行的异步电机有时用于小型水力、风力和潮汐发电站。较多情况是异步电机从电动运行状态过渡到发电状态, 例如, 当吊车重物下降, 转速大于同步转速时就会出现这种情况。

(三) 电磁制动运行状态

若在某种情况下, 使转子逆着旋转磁场方向转动, 即 $n < 0$, $s > 1$, 异步电机就运行于电磁制动状态, 如图 12-2 (a) 所示。由于这时转子导体切割旋转磁场的方向与电动运行时相同, 所以转子感应电动势、电流有功分量和转矩的方向都不变。这时的电磁转矩方向与旋转磁场的转向相同, 与转子转向相反, 因此起制动作用。

电磁制动用来获得制动转矩, 例如起重机下放重物时, 如让重物自由下坠非常危险, 这时要使电动机运行在电磁制动状态, 由电磁转矩来制止转子加速, 调整其下降速度。

一台异步电机既可以运行在电动状态, 也可以运行在发电状态或电磁制动状态, 这是由

外界条件所决定的。

第二节 三相异步电动机的结构和额定值

一、三相异步电动机的结构

图 12-3 所示为一台笼型三相异步电动机的结构图。它主要由定子和转子两大部分组成，定、转子之间是空气隙。此外，还有端盖、轴承、机座、风扇等部件。分别简述如下。

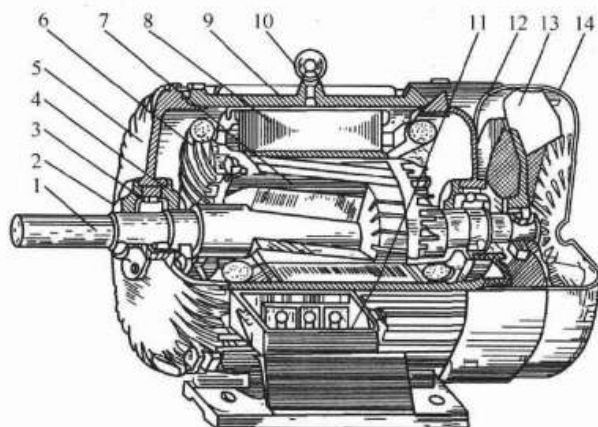


图 12-3 笼型三相异步电动机的结构图

1—轴；2—轴承盖；3—轴承；4—轴承盖；5—端盖；
6—定子绕组；7—转子；8—定子铁心；9—机座；
10—吊环；11—出线盒；12—端盖；13—风扇；14—风罩

(一) 异步电动机的定子

异步电动机的定子主要包括定子铁心、定子绕组和机座三部分。

定子铁心是电机磁路的一部分。由于旋转磁场以同步速度相对于定子旋转，因此，定子铁心中的磁通大小和方向都是变化的，为了减少其涡流损耗和磁滞损耗，定子铁心用导磁性能好的硅钢片叠压而成，一般为 0.5mm 厚，两面涂有绝缘漆形成片间绝缘。图 12-4 所示为异步电动机定子铁心。当铁心直径小于 1m 时，用整圆的硅钢片叠成；大于 1m 时，用扇形硅钢片。

定子铁心的内圆冲有均匀分布的齿和槽，槽内放置定子绕组（也叫电枢绕组）。图 12-5 所示为部分定子槽形，其中图 12-5 (a) 是开口槽，用于大、中型容量高压异步电动机；图 12-5 (b) 是半开口槽，用于中型 500V 以下的异步电动机；图 12-5 (c) 是半闭口槽，用于低压小型异步电动机。

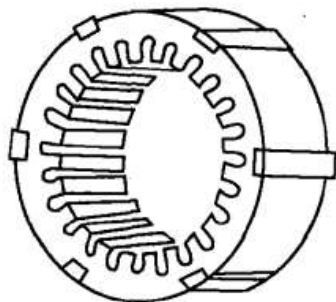


图 12-4 定子铁心

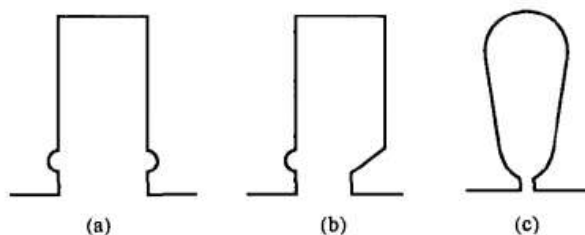


图 12-5 定子槽形

绕组是电机的电路部分，每相绕组由若干个良好绝缘的线圈组成安放于槽内，并按一定规律连接。容量较小的电机，绕组由高强度漆包圆铜线或圆铝线做成，可分散嵌入半闭口槽中；中、大容量异步电动机的绕组可由玻璃丝包扁铜线绕成，这时多用开口槽。线圈放入槽内，用绝缘材料与铁心可靠绝缘，以免运行时绕组对铁心击穿，造成接地短路。槽内定子线圈用槽楔紧固，槽楔常用的材料是竹、胶木板或环氧玻璃布板等非磁性材料。采用开口槽的异步电动机，有时采用磁性槽楔，以减少杂散损耗。

高压大、中型异步电动机的定子绕组常采用Y接,只有三根引出线,而中、小容量低压异步电动机常把定子绕组的三相六个出线头都引出来,根据需要接成Y或 Δ (见图12-6)。

机座的作用主要是固定、支撑定子铁心,转子也通过轴承、端盖固定在机座上,所以它是电机机械结构的重要组成部分,它的机械强度较好,能承受制造、运输和使用过程中产生的各种作用力。中、小型电机一般都用铸铁机座,有的电机铁心紧贴机座内圆,这样绕组和铁心产生的

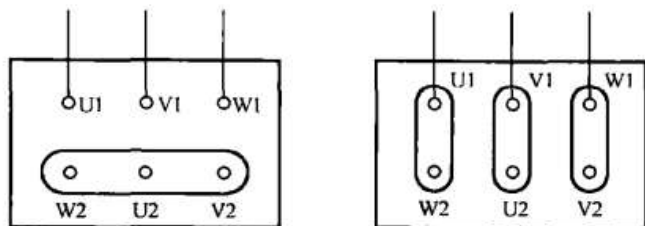


图 12-6 三相异步电动机的引出线

热量就要通过机座表面散发到空气中去。为增加散热面积,小型封闭式电动机表面铸出散热筋,防护式电动机的机座上开有通风孔,增加机内、外空气对流以便散热。大容量异步电动机一般都采用钢板焊接机座,为便于通风散热,往往留有冷却空气的通道。

(二) 气隙

异步电动机的气隙比同容量直流电动机的气隙要小得多。在中、小型异步电动机中,气隙一般为0.5~1.5mm左右。

异步电动机的励磁电流是由定子电源供给的。气隙较大时,磁路的磁阻较大。若要使气隙中的磁通达到一定的要求,则相应的励磁电流也就大了,从而影响电动机的功率因数。为了提高功率因数,尽量让气隙小些,但也不应太小,否则定子和转子有可能发生摩擦或碰撞。从减少附加损耗以及减少高次谐波磁动势产生的磁通的角度来看,气隙大点也有好处。

(三) 异步电动机的转子

异步电动机的转子主要是由转子铁心、转子绕组和转轴等部分组成的。整个转子靠端盖和轴承支撑着。转子的主要作用是产生感应电流,形成电磁转矩,以实现机电能量的转换。

转子铁心也是电机磁路的一部分,它用0.35~0.5mm厚的硅钢片叠压而成。转子铁心叠片冲有嵌放绕组的槽,如图12-7所示。整个转子铁心固定在转轴上,或固定在转子支架上,转子支架再套在转轴上。

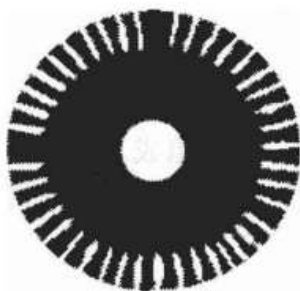


图 12-7 转子铁心冲片

根据转子绕组的结构型式,异步电动机分为绕线型转子和笼型转子两种。

如果是绕线转子异步电机,则转子绕组也是三相对称绕组,它可以连接成Y形或 Δ 形。一般小容量电机连接成 Δ 形,大、中容量电机连接成Y形。转子绕组的3条引线分别接到3个滑环上,用一套电刷装置引出来,如图12-8所示。其目的是把外接的电阻串联到转子绕组回路里去,用以改善异步电机的特性或者为了异步电机的调速。

如果是笼型异步电动机,则转子绕组与定子绕组大不相同,它是一个自己短路的绕组。在转子的每个槽里放上一根导体,每根导体都比铁心长,在铁心的两端用两个端环把所有的导条都短路起来,形成一个自己短路的绕组。如果把转子铁心拿掉,则可看出,剩下的绕组形状像一个笼子,如图12-9(a)所示,

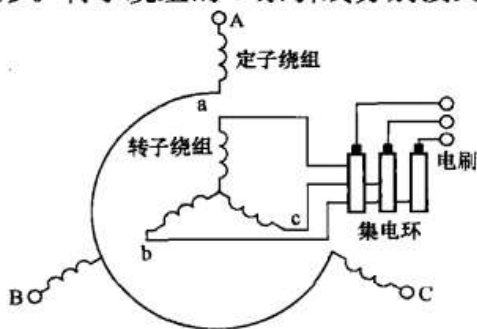


图 12-8 绕线式异步电动机定、转子绕组接线方式

因此称为笼型转子。导条的材料有用铜的,也有用铝的。如果导条采用的是铜材料,就需要把事先做好的裸铜条插入转子铁心上的槽里,再用铜端环套在伸出两端的铜条上,最后焊接在一起。如果导条采用的是铝材料,就用融化了的铝液直接浇铸在转子铁心上的槽里,连同端环、风扇一次铸成,如图 12-9 (b) 所示。

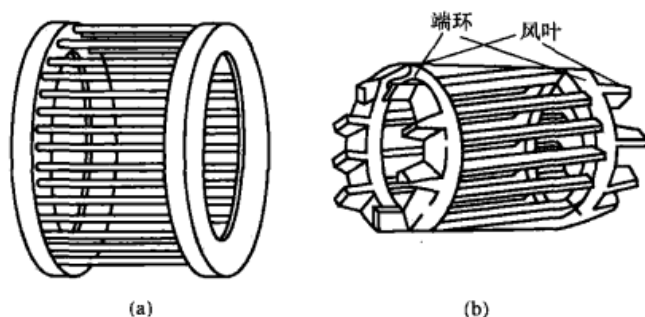


图 12-9 笼型转子

二、异步电机的结构形式

根据不同的冷却方式和保护方式,异步电机有开启式、防护式、封闭式和防爆式几种。

防护式异步电机能够防止外界杂物落入电机内部,并能在与垂直线成 45° 角的任何方向防止水滴、铁屑等掉入电机内部。这种电机的冷却方式是在电机的转轴上装有风扇,冷空气从端盖进入电机,冷

却了定、转子以后再从机座旁边出去。

封闭式异步电机是电机内部的空气和机壳外面的空气彼此互相隔开。电机内部的热量通过机壳的外表面散出去。为了提高散热效果,可在电机外面的转轴上装上风扇和风罩,并在机座的外表面铸出许多冷却片。这种电机用在灰尘较多的场所。

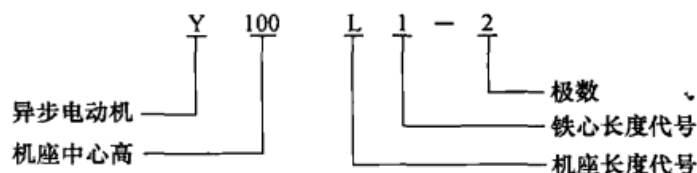
防爆式异步电机是一种全封闭的电机,它把电机内部和外界的易燃、易爆气体隔开,多用于有汽油、酒精、天然气等易爆性气体的场所。

三、异步电动机的铭牌数据

三相异步电动机的铭牌上标明了电机的型号、额定数据等。

(一) 型号

我国电机的产品型号一般是由大写印刷体的汉语拼音字母和阿拉伯数字组成。其中当头的字母是根据电机的全名称选择有代表意义的汉语拼音字母。如 Y 系列三相异步电动机表示如下:



我国生产的异步电动机种类很多,下面列出一些常见的产品系列。

Y 系列为小型笼型全封闭自冷式三相异步电动机,用于金属切削机床、通用机械、矿山机械、农业机械等,也可用于拖动静止负载或惯性负载较大的机械,如压缩机、传送带、磨床、锤击机、粉碎机、小型起重机、运输机械等。

JQ2 和 JQO2 系列是高起动转矩异步电动机,用在起动静止负载或惯性负载较大的机械上。JQ2 是防护式, JQO2 是封闭式。

JS 系列是中型防护式三相笼型异步电动机。

JR 系列是防护式三相绕线式异步电动机,用在电源容量小、不能用同容量笼型电动机起动的生产机械上。

JSL2 和 JRL2 系列是中型立式水泵用的三相异步电动机, 其中 JSL2 是笼型, JRL2 是绕线型。

JZ2 和 JZR2 系列是起重和冶金用的三相异步电动机, JZ2 是笼型, JZR2 是绕线型。

JD2 和 JDO2 系列是防护式和封闭式多速异步电动机。

BJO2 系列是防爆式笼型异步电动机。

JPZ 系列是旁磁式制动异步电动机。

JZZ 系列是锥形转子制动异步电动机。

JZT 系列是电磁调速异步电动机。

其他类型的异步电动机可参阅产品目录。

(二) 额定值

异步电动机的额定值包含下列内容。

(1) 额定功率 P_N : 指电动机在额定运行时轴上输出的机械功率, 单位是 kW。

(2) 额定电压 U_N : 指额定运行状态下加在定子绕组上的线电压, 单位为 V。

(3) 额定电流 I_N : 指电动机在定子绕组上加额定电压、轴上输出额定功率时, 定子绕组中的线电流, 单位为 A。

(4) 额定频率 f_N : 我国规定工业用电的频率是 50Hz。

(5) 额定转速 n_N : 指电动机定子加额定频率的额定电压, 且转轴输出额定功率时电机的转速, 单位为 r/min。

(6) 额定功率因数 $\cos\varphi_N$: 指电动机在额定负载时, 定子边的功率因数。

此外, 铭牌上还标明了绝缘等级与温升、工作方式、绕组接法等。对绕线式异步电动机还要标明转子绕组的接法、转子绕组额定电动势 (指定子绕组加额定电压、转子绕组开路时滑环之间的电动势) 和转子的额定电流。

如何根据电机的铭牌进行定子的接线? 如果电动机定子绕组有 6 根引出线, 并已知其首、末端, 分以下两种情况讨论。

(1) 当电动机铭牌上标明“电压 380/220V, 接法 Y/ Δ ”时, 这种情况下, 究竟是接成 Y 还是 Δ , 要看电源电压的大小。如果电源电压为 380V, 则接成 Y 接; 电源电压为 220V 时, 则接成 Δ 接。

(2) 当电动机铭牌上标明“电压 380V, 接法 Δ ”时, 则只有 Δ 接法。但是, 在电动机起动时, 可以接成 Y 接, 接在 380V 电源上, 起动完毕, 恢复 Δ 接法。

对有些高压电动机, 往往定子绕组有 3 根引出线, 只要电源电压符合电动机铭牌电压值, 便可使用。

【例 12-1】 已知一台三相异步电动机, 额定功率 $P_N=90\text{kW}$, 额定电压 $U_N=380\text{V}$, 额定功率因数 $\cos\varphi_N=0.91$, 额定效率 $\eta=0.938$, 额定转速 $n_N=2970\text{r/min}$ 。求电动机额定运行时的输入功率 P_1 和额定电流 I_N 。

解 电动机额定运行时的输入功率为

$$P_1 = \frac{P_N}{\eta} = \frac{90 \times 10^3}{0.938} = 95.95(\text{kW})$$

额定电流为

$$I_N = \frac{P_1}{\sqrt{3}U_N\cos\varphi_N} = \frac{95.95 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 380 \times 0.91} = 160.2(\text{A})$$

或

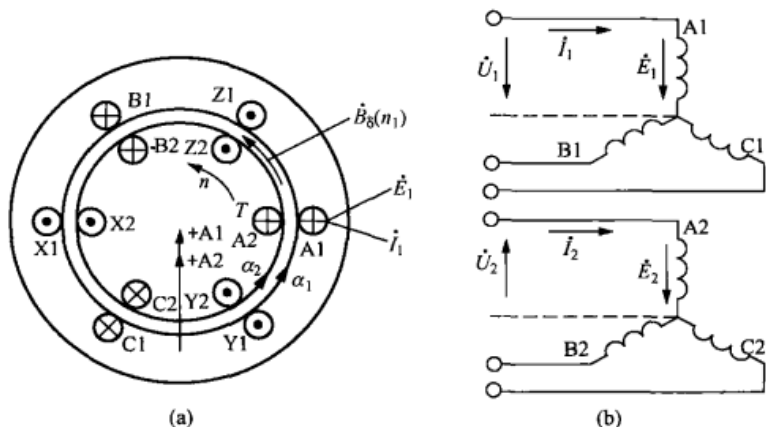
$$I_N = \frac{P_N}{\sqrt{3}U_N \cos \varphi_N \eta_N} = \frac{90 \times 10^3}{\sqrt{3} \times 380 \times 0.91 \times 0.938} = 160.2(\text{A})$$

第三节 转子静止时的异步电机

正常运行的异步电动机转子总是旋转的。为了便于理解,本节先从转子不转时进行分析,然后再分析转子旋转的情况。在下面的分析中,先讨论绕线型异步电动机,再讨论笼型异步电动机。

一、正方向的规定

图 12-10 是一台绕线转子异步电动机,定、转子绕组都是 Y 接,定子绕组接在三相对称交流电源上,转子绕组开路。其中图 12-10 (a) 是定、转子三相等效绕组在定、转子铁心中的布置图,这个图是从电机的轴向看进去的,其铁心和导体的轴向长度用 l 表示。图 12-10 (b) 仅画出了定、转子三相绕组的连接方式,并在图中标明各有关物理量的正方向。这两个图是一致的,只是从不同的角度画出的。



12-10 转子绕组开路时绕线型三相异步电动机的正方向规定

图 12-10 中, \dot{U}_1 、 \dot{E}_1 、 \dot{I}_1 分别是定子绕组的相电压、相电动势和相电流; \dot{U}_2 、 \dot{E}_2 、 \dot{I}_2 分别是转子绕组的相电压、相电动势和相电流; 图中的箭头指向表示各量的正方向。还规定磁动势、磁通和磁密都是从定子出来进入转子的方向为它们的正方向。另外,把定、转子空间坐标轴的纵轴都选在 A 相绕组的轴线处,如图 12-10 (a) 中的 +A1、+A2。其中, +A1 是定子空间坐标轴, +A2 是转子空间坐标轴。为了方便起见,假设 +A1、+A2 两个轴重叠在一起。

二、转子不转、转子绕组开路时的电磁关系

(一) 磁动势与磁通

(1) 励磁磁动势。

当三相异步电动机的定子绕组接到三相对称的电源上时,定子绕组就会有三相对称电流流过,三相电流的有效值分别用 \dot{I}_{0A} 、 \dot{I}_{0B} 、 \dot{I}_{0C} 表示。由于对称,只考虑 A 相的电流即可。为了简单起见, A 相电流下标中的 A 也不标出,用 \dot{I}_0 表示,并画在图 12-11 (a) 的时间参考轴上。从第 9 章对交流绕组产生磁动势的分析中知道,三相对称电流流过定子三相对称绕

组所产生的定子合成磁动势是圆形旋转磁动势。

三相异步电动机定子绕组里流过三相对称电流 \dot{I}_{0A} 、 \dot{I}_{0B} 、 \dot{I}_{0C} ，产生的空间合成旋转磁动势用 \dot{F}_0 表示。其特点如下：

1) 幅值：

$$F_0 = \frac{3}{2} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{N_1 k_{dp1}}{p} I_0 \quad (12-2)$$

2) 转向：由于定子电流的相序为 $A1 \rightarrow B1 \rightarrow C1$ ，所以磁动势的转向是从 $+A1 \rightarrow +B1 \rightarrow +C1$ 。在图 12-11 (a) 里，是逆时针方向旋转。

3) 转速：相对于定子以角速度 $\omega_1 = \frac{2\pi p n_1}{60}$ 旋转， n_1 是磁动势的同步转速，单位是 r/min。

4) 瞬间位置：图 12-11 (a) 中定子 $A1$ 相电流 \dot{I}_0 再过 90° 时间电角度，就转到 $+j$ 轴上，即达到正最大值，则三相合成旋转磁动势 \dot{F}_0 就应在 $+A1$ 轴上，所以，画图的瞬间，三相合成旋转磁动势 \dot{F}_0 就应在图 12-11 (b) $+A1$ 轴后面 90° 空间电角度的地方。

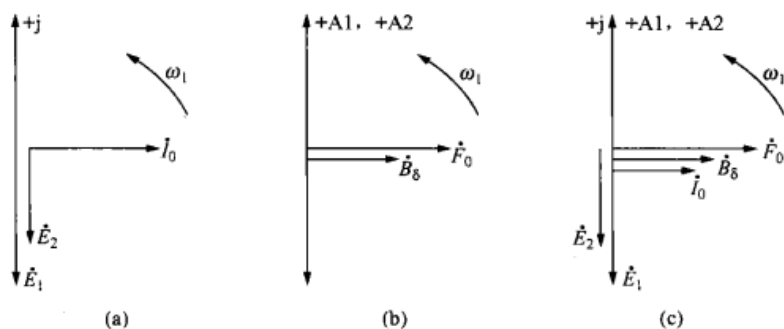


图 12-11 励磁电流、励磁磁动势以及定、转子绕组电动势相矢量图

为了分析方便起见，把时间参考轴 $+j$ ，空间坐标轴 $+A1$ 、 $+A2$ 三者重叠在一起，如图 12-11 (c) 所示，称为时间空间相矢量图，简称时空相矢量图。显然，磁动势 \dot{F}_0 正好与 \dot{I}_0 同方向。尽管 \dot{F}_0 与 \dot{I}_0 间的角度为零没有任何物理意义，但作图时还是很方便的。

由于转子绕组开路，不可能有电流，当然也不会产生转子磁动势。这时作用在磁路上只有定子磁动势 \dot{F}_0 ，于是 \dot{F}_0 就在电机的磁路里产生磁通。为此， \dot{F}_0 也叫励磁磁动势，电流 \dot{I}_0 叫励磁电流。

转子不转且转子绕组开路的三相异步电机，相当于一台二次侧开路的三相变压器，其中定子绕组相当于一一次绕组，转子绕组相当于二次绕组，只是在磁路中，异步电机定、转子铁心中多了一个空气隙磁路而已。因此在变压器里分析得到的一些结论，在分析异步电机时也同样适用。

(2) 主磁通与定子漏磁通。

和变压器相似，把由励磁磁动势产生的通过气隙，并与定子绕组和转子绕组同时交链的磁通称为主磁通。由于电机中主要是依靠这部分磁通实现定、转子之间的能量转换，所以这部分磁通在异步电机内起主要作用，故称为主磁通，用 Φ_1 表示，如图 12-12 所示。把不交

链转子绕组而只与定子绕组本身相交链的磁通,称为定子漏磁通,用 Φ_l 表示。漏磁通主要有槽部漏磁通和端接漏磁通,如图12-12所示。

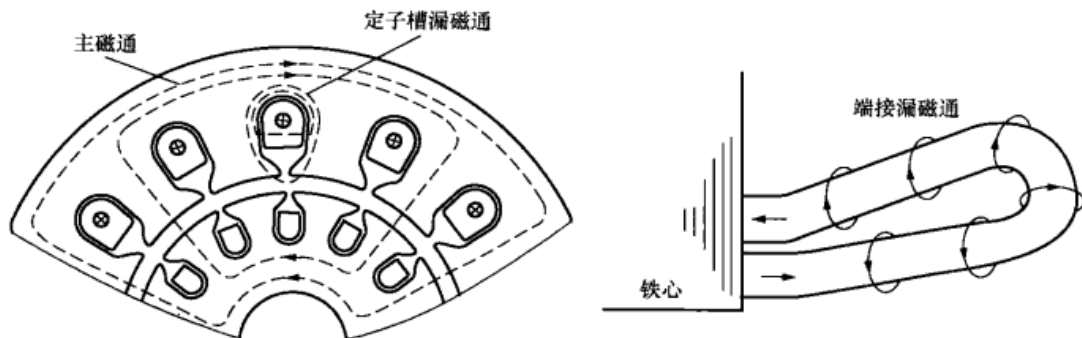


图12-12 异步电机的主磁通与漏磁通

由于气隙是均匀的,励磁磁动势产生的主磁通所对应的气隙磁密是一个在气隙空间中按正弦分布并旋转的磁密。用空间矢量表示为 \dot{B}_δ , B_δ 为气隙磁密的最大值。

若暂不考虑主磁路里磁滞、涡流的影响,气隙磁密 \dot{B}_δ 应与励磁磁动势 \dot{F}_0 同方向,如图12-11(b)、(c)所示,这是因为励磁磁动势 \dot{F}_0 的幅值所在处,该处气隙磁密也为最大值。

气隙里每极主磁通 Φ_1 为

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau l \quad (12-3)$$

式中: $\frac{2}{\pi} B_\delta$ 为气隙平均磁密; τ 为定子的极距; l 为电机轴向的有效长度。

(二) 感应电动势

旋转着的气隙每极主磁通 Φ_1 在定、转子绕组中分别产生感应电动势,其有效值分别用 E_1 和 E_2 (理解为A1相和A2相的相电动势)表示,大小为

$$E_1 = 4.44 f_1 N_1 k_{dp1} \Phi_1$$

$$E_2 = 4.44 f_1 N_2 k_{dp2} \Phi_1$$

式中: N_2 和 k_{dp2} 分别为转子每相绕组串联匝数和绕组系数;鼠笼式异步电机的 $N_2=0.5$, $k_{dp2}=1$ 。

定、转子每相电动势之比叫电压变比,用 k_e 表示,即

$$k_e = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1 k_{dp1}}{N_2 k_{dp2}} \quad (12-4)$$

由此可见, E_1 和 E_2 其表达式与双绕组变压器相似,而在相位上均滞后于 $\Phi_1 90^\circ$,所以定、转子绕组感应电动势的相量表达式分别为

$$\dot{E}_1 = -j 4.44 f_1 N_1 k_{dp1} \dot{\Phi}_1 \quad (12-5)$$

$$\dot{E}_2 = -j 4.44 f_1 N_2 k_{dp2} \dot{\Phi}_1 \quad (12-6)$$

为了便于分析,采用折合算法把转子绕组折合到定子侧,即把转子原来的 $N_2 k_{dp2}$ 看成和定子侧的 $N_1 k_{dp1}$ 一样,转子绕组每相感应电动势便为 \dot{E}'_2 , $\dot{E}'_2 = k_e \dot{E}_2 = \dot{E}_1$ 。

(三) 励磁电流

由于气隙磁密与定、转子都有相对运动,定子、转子铁心中将产生磁滞和涡流损耗,即

铁损耗。与变压器一样,这部分损耗是电源送入的,励磁电流也由 I_{Fe} 和 I_{μ} 两分量组成。 I_{Fe} 提供铁损耗,是有功分量; I_{μ} 建立磁动势,产生磁通,是无功分量 Φ_1 。因此

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{Fe} + \dot{I}_{\mu} \quad (12-7)$$

有功分量 I_{Fe} 很小,因此 \dot{I}_0 领先 \dot{I}_{μ} 一个不大的角度。在时间空间相矢量图上, \dot{I}_0 与 \dot{F}_0 相位相同, \dot{I}_{μ} 与 \dot{B}_δ 相位一样, \dot{I}_0 和 \dot{F}_0 领先 \dot{B}_δ 一个不大的角度,如图 12-13 所示。

(四) 电压方程式和相量图

定子绕组的漏磁通在定子绕组里的感应电动势,用 $E_{1\sigma}$ 表示,称为定子漏电动势。一般来说,由于漏磁通走的磁路大部分是空气,因此漏磁通本身比较小,并且由漏磁通产生的漏电动势其大小与定子电流 I_0 成正比。用变压器里学过的方法,把漏磁通在定子绕组里的感应电动势看成是定子电流 I_0 在定子漏电抗 X_1 上的压降。根据图 12-10 中规定的电动势、电流正方向, $\dot{E}_{1\sigma}$ 在相位上要滞后 $\dot{I}_0 90^\circ$ 电角度,即有

$$\dot{E}_{1\sigma} = -j\dot{I}_0 X_1 \quad (12-8)$$

式中: X_1 为定子每相的漏电抗,主要包括定子槽漏抗、端接漏抗。

需要注意的是, X_1 虽然是定子每相的漏电抗,但是它所对应的漏磁通却是由三相电流共同产生的。有了漏电抗这个参数,就能把三相电流产生的漏磁通及其在绕组中产生感应电动势的复杂关系,简化成每相电流在电抗上的压降形式,这对以后的分析计算都很方便。

如果考虑定子绕组电阻 R_1 上的电压降为 $\dot{I}_0 R_1$, 根据图 12-10 所给出各量的正方向,可以列出定子一相回路的电压方程式为

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 - \dot{E}_{1\sigma} + \dot{I}_0 R_1 \\ &= -\dot{E}_1 + j\dot{I}_0 X_1 + \dot{I}_0 R_1 \\ &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 (R_1 + jX_1) \\ &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 \end{aligned} \quad (12-9)$$

式中: $Z_1 = R_1 + jX_1$ 为定子一相绕组的漏阻抗。

与式 (12-9) 相对应的相量图如图 12-14 所示。

异步电机转子绕组开路时的电压方程式以及相量图,与三相变压器二次绕组开路时的情况完全一样。

(五) 等效电路

与三相变压器空载时一样,也能找出并联或串联的等效电路。

如果用励磁电流 \dot{I}_0 在参数 Z_m 上的压降表示 $-\dot{E}_1$, 则

$$-\dot{E}_1 = \dot{I}_0 (R_m + jX_m) = \dot{I}_0 Z_m \quad (12-10)$$

式中: $Z_m = R_m + jX_m$ 为励磁阻抗; R_m 为励磁电阻,它是等效铁损耗的参数; X_m 为励磁电抗。

于是,定子一相电压平衡方程式为

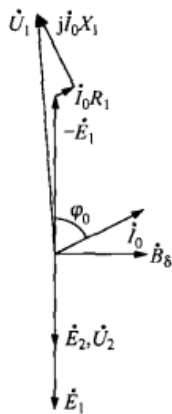


图 12-14 转子绕组开路时的相量图

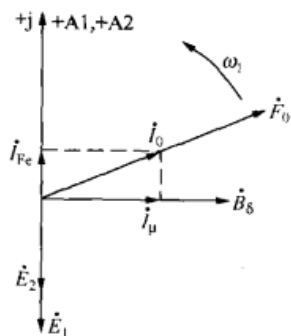


图 12-13 计及铁损耗后的时空相矢量图

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0(R_1 + jX_1) \\
 &= \dot{I}_0(R_m + jX_m) + \dot{I}_0(R_1 + jX_1) \\
 &= \dot{I}_0(Z_m + Z_1)
 \end{aligned}
 \quad (12-11)$$

转子回路电压方程式为

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 \quad (12-12)$$

图 12-15 是这种情况下的等效电路图。

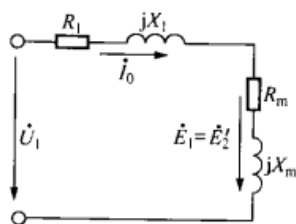


图 12-15 转子绕组开路时的等效电路

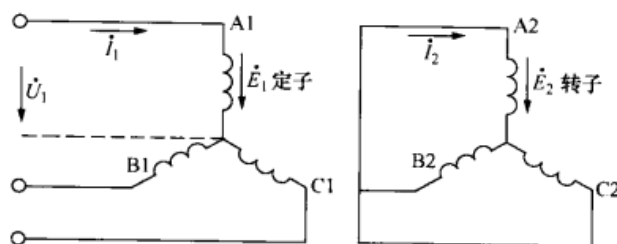


图 12-16 转子短路并堵转的三相异步电动机

三、转子堵转时的电磁关系

(一) 磁动势与磁通

1. 磁动势

图 12-16 是异步电动机转子三相绕组短路的接线图，定子接额定电压，转子堵住不转，各量的正方向标在图中。由于转子绕组已短路，它的线电压为零，又因为对称，所以相电压也为零，即 $U_2=0$ 。但转子绕组感应电动势 \dot{E}_2 并不为零，于是在转子三相绕组里产生三相对称电流，每相电流的有效值用 I_2 表示。这种情况与前面介绍过的变压器二次侧短路情况相类似。

在三相对称的转子绕组里流过三相对称的转子电流，将产生转子空间旋转磁动势 \dot{F}_2 ，其特点如下：

(1) 幅值：

$$F_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{m_2 N_2 k_{dp2}}{p} I_2$$

(2) 转向：假设气隙旋转磁密逆时针方向旋转，在转子绕组里感应电动势及产生电流的相序为 $A2 \rightarrow B2 \rightarrow C2$ ，则磁动势也是逆时针方向旋转的，即从 $+A2$ 转到 $+B2$ ，再转到 $+C2$ 。

(3) 转速：相对于转子绕组的转速为 $n_2 = \frac{60f_2}{p} = \frac{60f_1}{p} = n_1$ ，因为转子静止，转子电流的频率 $f_2 = f_1$ 。

(4) 瞬间位置：同样把转子电流 \dot{I}_2 理解为转子边 A2 相绕组里的电流。当 \dot{I}_2 达到正最大值时，即在 $+j$ 轴上，那时转子旋转磁动势 \dot{F}_2 应转到 A2 相绕组的轴线处，即 $+A2$ 轴上，可见，画时空相矢量图时，应该使磁动势 \dot{F}_2 和 \dot{I}_2 重合，如图 12-17 所示。

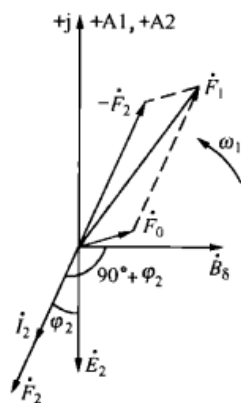


图 12-17 转子堵转时转子侧的时空相矢量图

与二次侧短路的三相变压器一样，当异步电机转子绕组短路

时, 定子边的电流也不再是 \dot{I}_0 , 而用 \dot{I}_1 表示。由定子电流 \dot{I}_1 产生的气隙空间旋转磁动势用 \dot{F}_1 表示, 叫定子旋转磁动势。

定子旋转磁动势 \dot{F}_1 的特点如下:

(1) 幅值:

$$F_1 = \frac{\sqrt{2}m_1 N_1 k_{dp1}}{\pi p} I_1$$

(2) 转向: 沿逆时针方向旋转。

(3) 转速: 相对于定子绕组的转速为 n_1 。

(4) 瞬间位置: 当定子 A1 相电流 \dot{I}_1 达到正最大值时, \dot{F}_1 应在 A1 相绕组的轴线处, 画相量图时, \dot{F}_1 应与 \dot{I}_1 重合。

转子绕组短路的三相异步电机, 作用在磁路上的磁动势有两个: 一是定子旋转磁动势 \dot{F}_1 ; 一是转子旋转磁动势 \dot{F}_2 。由于它们的旋转方向相同, 转速又相等, 只是一前一后地旋转着, 称它们为同步旋转。

既然它们是同步旋转, 又作用在同一个磁路上, 把它们按矢量的关系加起来, 得到的合成磁动势仍用 \dot{F}_0 表示, 即

$$\dot{F}_0 = \dot{F}_1 + \dot{F}_2$$

这个合成的旋转磁动势 \dot{F}_0 , 才是产生气隙每极主磁通 Φ_1 的磁动势。主磁通 Φ_1 在定、转子绕组里感应电动势 \dot{E}_1 和 \dot{E}_2 。

由此可见, 转子绕组短路后, 气隙里的主磁通是由定、转子旋转磁动势共同产生的。这和转子绕组开路时的情况不大一样。

2. 漏磁通

定子电流为 \dot{I}_1 时产生的漏磁通, 表现的漏电抗仍为 X_1 , 由于漏磁路是线性的, X_1 为常数。

同样, 转子绕组里有电流 \dot{I}_2 时, 也要产生漏磁通, 如图 12-18 所示, 表现的漏电抗为 X_2 (转子不转, 转子一相的漏电抗)。

对绕线式异步电机, 转子一相的漏电抗, 也是与转子三相电流共同产生的漏磁通相对应。一般情况下, 转子漏电抗 X_2 也是一个常数。只有当定、转子电流都非常大时, 例如异步电动机直接起动时, 由于起动电流很大 (约为额定电流的 4~7 倍), 这时定、转子的漏磁路也会出现饱和现象, 使定、转子漏电抗 X_1 、 X_2 数值变小。

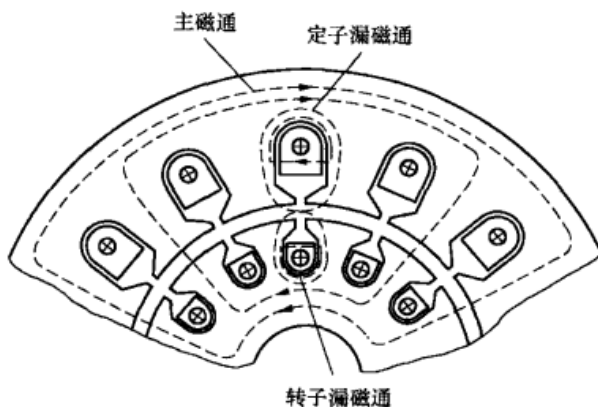


图 12-18 漏磁通

在异步电机里把磁通分为主磁通和漏磁通的分析方法和变压器中所用的一样。但应注意, 在变压器中, 主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 是脉振磁通, 在数值上 Φ_m 代表该磁通的最大值; 而在异步电

机中, 主磁通 $\dot{\Phi}_1$ 是旋转磁通, 其磁密波 \dot{B}_s 是沿气隙圆周按正弦规律分布并以同步转速 n_1 旋转, 在数值上 Φ_1 表示气隙每极磁通量。

(二) 定、转子回路方程

当转子绕组有电流时, 在转子绕组每相电阻上的压降为 $\dot{I}_2 R_2$, 在每相漏电抗上的压降为 $\dot{I}_2 X_{2s}$ 。于是转子绕组一相的回路电压方程式根据图 12-15 所示的正方向为

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 (R_2 + jX_2) = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 \quad (12-13)$$

式中: $Z_2 = R_2 + jX_2$ 为转子绕组的漏阻抗。

式 (12-13) 中, \dot{E}_2 、 \dot{I}_2 、 X_2 等的频率都是 $f_2 = f_1$, 即与定子同频率。在图 12-17 中, 转子电流 \dot{I}_2 滞后电动势 \dot{E}_2 时间电角度。图 12-17 中磁动势 \dot{F}_2 与 \dot{I}_2 同方向。

把合成的励磁磁动势 \dot{F}_0 、气隙旋转磁密 \dot{B}_s 都画在图 12-17 中。

根据定、转子磁动势合成关系, 有

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0 \quad (12-14)$$

改写成

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_0 + (-\dot{F}_2) \quad (12-15)$$

可以认为定子旋转磁动势包含两个分量: 一个分量的大小等于 F_2 , 而方向与 \dot{F}_2 相反, 用 $-\dot{F}_2$ 表示, 它的作用是抵消转子旋转磁动势 \dot{F}_2 对主磁通的影响; 另一个分量是励磁磁动势 \dot{F}_0 , 它是用来产生气隙旋转磁密 \dot{B}_s 的。由于这种情况下定子磁动势已变为 \dot{F}_1 , 定子绕组里的电流也就变为 \dot{I}_1 。

定子回路的电压方程式为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (R_1 + jX_1) = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \quad (12-16)$$

(三) 转子绕组的折合

异步电动机定、转子之间没有电路上的连接, 只有磁路上的联系, 即 $\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$ 。为了找到异步电动机的等值电路, 简化其分析与计算, 通常也是采用折合算法。这里所谓的折合, 是将转子绕组向定子绕组折合。对于异步电动机来说, 转子对定子的作用都是通过转子旋转磁动势 \dot{F}_2 产生的, 只要转子旋转磁动势 \dot{F}_2 没有变化, 至于转子绕组的感应电动势、电流、相位等具体是多少, 对定子来说是没有影响的。因此, 折合的关键, 是保持转子旋转磁动势 \dot{F}_2 的大小及相位不变。根据这个原则, 可以设想把实际电动机的转子取出, 换上一个新转子, 它的相数、每相串联匝数以及绕组系数都分别和定子一样。要求它产生的旋转磁动势 \dot{F}_2 和原转子一样。这样, 新转子的每相感应电动势就为 \dot{E}_2' , 电流为 \dot{I}_2' , 转子漏阻抗为 $Z_2' = R_2' + jX_2'$ 。

为了满足转子旋转磁动势的幅值不变的条件, 则有

$$\frac{3}{2} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{N_1 k_{dp1}}{p} I_2' = \frac{m_2}{2} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{N_2 k_{dp2}}{p} I_2 \quad (12-17)$$

式中: m_2 为原转子绕组的相数, 绕线型三相异步电动机的转子绕组都是三相, 而笼型三相异步电动机转子绕组一般不为三相, 是 m_2 相。有关笼型转子的相数问题, 后面再讨论。

将式 (12-17) 进一步化简得

$$\begin{aligned} 3N_1 k_{dp1} I'_2 &= m_2 N_2 k_{dp2} I_2 \\ I'_2 &= \frac{m_2 N_2 k_{dp2}}{3N_1 k_{dp1}} I_2 = \frac{1}{k_i} I_2 \end{aligned}$$

式中: $k_i = \frac{3N_1 k_{dp1}}{m_2 N_2 k_{dp2}}$ 为异步电机的电流变比。

折合后转子的感应电动势

$$E'_2 = 4.44 f_2 N_1 k_{dp1} \Phi_1 = 4.44 f_1 N_1 k_{dp1} \Phi_1 = E_1 = k_e E_2$$

式中: $k_e = \frac{N_1 k_{dp1}}{N_2 k_{dp2}}$ 为异步电机的电压变比。

折合前后转子的功率也应当保持不变。其中, 转子绕组消耗的有功功率不变, 即

$$3I'^2_2 R'_2 = m_2 I^2_2 R_2$$

由此得

$$R'_2 = \frac{m_2}{3} \left(\frac{I_2}{I'_2} \right)^2 R_2 = k_e k_i R_2$$

转子漏抗上的无功功率也不变, 为

$$3I'^2_2 X'_2 = m_2 I^2_2 X_2$$

则

$$X'_2 = \frac{m_2}{3} \left(\frac{I_2}{I'_2} \right)^2 X_2 = k_e k_i X_2$$

折合后转子的每相阻抗为

$$Z'_2 = R'_2 + jX'_2 = k_e k_i R_2 + jk_e k_i X_2 = k_e k_i Z_2 \quad (12-18)$$

由式 (12-18) 可得转子回路漏阻抗的阻抗角

$$\varphi'_2 = \arctan \frac{X'_2}{R'_2} = \arctan \frac{k_e k_i X_2}{k_e k_i R_2} = \varphi_2$$

也即折合后的转子与原转子漏阻抗的阻抗角相等。这一点保证了转子旋转磁动势的相位保持不变。于是新的转子替换原转子后, 转子的旋转磁动势的大小和相位保持不变。所以, 可以把定子与新转子的磁动势平衡关系式 $\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$ 写成

$$\frac{3}{2} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{N_1 k_{dp1}}{p} \dot{I}_1 + \frac{3}{2} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{N_1 k_{dp1}}{p} \dot{I}'_2 = \frac{3}{2} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{N_1 k_{dp1}}{p} \dot{I}_0$$

化简后, 得

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_0$$

这样, 本来异步电动机定、转子之间只存在磁的联系, 而没有电路上的直接联系。经过上述的变换, 把复杂的相匝数和绕组系数统统消掉后, 剩下的是电流之间的关系。从表面上看, 好像定、转子之间真的在电路上了有了联系, 但实际是通过转子折合后磁动势平衡方程式转变成可用电流方程式来等效。

转子折合后转子回路方程式为

$$0 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 (R'_2 + jX'_2) = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2$$

(四) 基本方程式、等效电路和相量图

经过上述转子绕组的折合后, 就得到异步电动机在转子绕组短路而且堵住不转情况下的

基本方程式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(R_1 + jX_1) \\ -\dot{E}_1 &= \dot{I}_0(R_m + jX_m) \\ \dot{E}_1 &= \dot{E}'_2 \\ \dot{E}'_2 &= \dot{I}'_2(R'_2 + jX'_2) \\ \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 &= \dot{I}_0 \end{aligned} \right\} \quad (12-19)$$

根据转子折合后的这 5 个基本方程式, 可以作出图 12-19 所示的等效电路和图 12-20 所示的相量图。

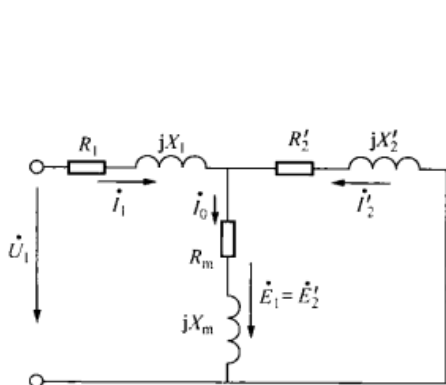


图 12-19 转子不转、转子绕组短路时的等效电路

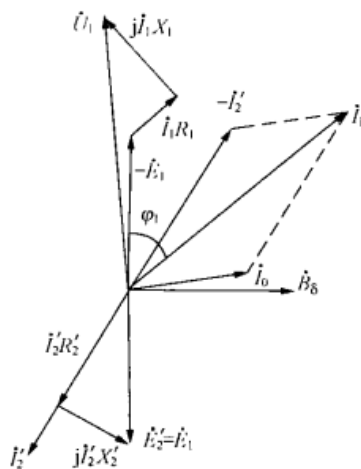


图 12-20 转子不转、转子绕组短路时的相量图

异步电动机定、转子漏阻抗的标么值都比较小, 因此, 当在它的定子绕组加上额定电压, 这时定、转子电流都很大, 大约为额定电流的 4~7 倍。这就是异步电动机加额定电压直接起动而转速等于零的瞬间情况。如果使电动机长期工作在这种状态, 则有可能将电机烧坏。而在测定异步电动机参数时需要做转子绕组短路并堵转的试验, 为了避免定、转子电流超过它们的额定值, 必须降低加在定子绕组上的电压。

最后还要说明一下, 异步电动机当定子加同样电压、转子不转时, 在转子绕组短路和开路两种情况下的主磁通 Φ_1 是不相等的, 短路时的 Φ_1 大约比开路时小一半。这是因为在转子绕组开路时, 励磁电流在定子漏阻抗上的压降 $\dot{I}_0 Z_1$ 很小, 此时的 E_1 约等于 $(0.9 \sim 0.95) U_1$ 。而当转子绕组短路时, 电机定、转子漏阻抗大体相等, 即 $Z_1 \approx Z'_2$, 而且励磁阻抗比转子漏阻抗大得多, 即 $Z_m \gg Z'_2$ 。从图 12-19 所示的等效电路看出, 如果忽略 Z_m 支路, 则压降 $\dot{I}_1 Z_1$ 和 $\dot{I}'_2 Z'_2$ 大约各为 U_1 的一半, 由式 (12-19) 可见, 此时 $E_1 \approx E'_2 = 0.5 U_1$, 再根据式 $E_1 = 4.44 f_1 N_1 k_{dp1} \Phi_1$ 的关系, 就可以得出转子绕组短路时的 Φ_1 大约为开路时 Φ_1 的二分之一。

【例 12-2】 一台三相绕线型异步电动机, 定子绕组 Δ 接, 转子绕组 Y 接。当定子加额定电压 380V、转子绕组开路时, 考虑励磁电流在定子漏阻抗上的压降, 已知定子每相电

电动势为 361V, 而滑环上测得的电压为 180V。如果转子不转时转子每相漏阻抗 $Z_2 = R_2 + jX_2 = (0.036 + j0.28) \Omega$ 。假设转子短路并堵转时异步电动机等效电路中的 $Z_1 = Z'_2$ 。求定子加额定电压、转子短路并堵转时, 转子相电动势 E_2 、转子相电流 I_2 以及转子功率因数 $\cos\varphi_2$ 。

解 当定子加额定电压、转子绕组开路时, 转子每相电动势 E_2 为

$$E_2 = \frac{180}{\sqrt{3}} = 103.9(\text{V})$$

电压变比为

$$k_e = \frac{E_1}{E_2} = \frac{361}{103.9} = 3.474$$

当定子加额定电压、转子绕组短路并堵转时, 从图 12-19 所示的等效电路可以看出, 此时转子漏阻抗要比励磁阻抗小得多, 因此在这种情况下励磁阻抗可以忽略。此时定子每相电动势为

$$E_1 = E'_2 = \frac{1}{2}U_1 = \frac{1}{2} \times 380 = 190(\text{V})$$

转子每相电动势为

$$E_2 = \frac{E'_2}{k_e} = \frac{190}{3.474} = 54.69(\text{V})$$

转子相电流为

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} = \frac{54.69}{\sqrt{0.036^2 + 0.28^2}} = 193.7(\text{A})$$

转子功率因数为

$$\cos\varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} = \frac{0.036}{\sqrt{0.036^2 + 0.28^2}} = 0.1275$$

第四节 转子旋转时的异步电机

通过前面的分析可以知道, 当异步电动机定子绕组接通电源且转子绕组短路时, 定、转子绕组里都会有电流流过。这里, 转子绕组电流和气隙磁场势必会产生作用于转子的电磁转矩。如果这个电磁转矩大于负载转矩, 而且没用任何机构把转子堵住, 异步电机的转子则将顺着气隙旋转磁场的方向旋转起来。直到某一转速 n 时, 电磁转矩和负载转矩达到平衡状态, 电机就稳定在这一转速下运行。下面分析这种情况下的电磁关系。

一、转子电动势

当异步电动机的转子旋转后, 转子绕组的感应电动势、电流、漏电抗的大小及其频率都和转子不转时不一样了。由于转子的转向和气隙旋转磁密 B_s 的旋转方向一致, 所以它们之间的相对转速为 $n_2 = n_1 - n$ 。在这种情况下, 气隙旋转磁密在转子绕组里感应的电动势和电流的频率为

$$f_2 = \frac{pn_2}{60} = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{n_1 - n}{n_1} \frac{pn_1}{60} = sf_1 \quad (12-20)$$

转子频率 f_2 等于定子频率 f_1 乘以转差率 s 。为此转子频率也叫转差频率。

转子旋转时转子绕组中的感应电动势为

$$E_{2s} = 4.44 f_2 N_2 k_{dp2} \Phi_1 = 4.44 s f_1 N_2 k_{dp2} \Phi_1 = s E_2 \quad (12-21)$$

式中: E_2 是转子不转时转子绕组开路时感应电动势的有效值, 不是转子堵转时的转子感应电动势, 因为电机堵转时气隙主磁通 Φ_1 变小了。式 (12-21) 说明了当转子旋转时, 每相感应电动势与转差率 s 成正比。

转子漏抗 X_{2s} 是对应转子电流频率为 f_2 时的漏电抗, 它与转子不转时转子漏电抗 X_2 (对应于频率 $f_1 = 50\text{Hz}$) 的关系为

$$X_{2s} = s X_2 \quad (12-22)$$

可见, 当转子以不同的转速旋转时, 转子的漏电抗 X_{2s} 随之改变, 它与转差率 s 成正比。对于正常运行的异步电动机, $X_{2s} \ll X_2$ 。

转子旋转时, 转子回路的电压方程式为

$$\dot{E}_{2s} = \dot{I}_{2s} (R_2 + jX_{2s}) \quad (12-23)$$

二、定、转子磁动势及磁动势关系

下面分析当转子旋转时, 定、转子电流所产生的旋转磁动势。

(一) 定子磁动势

当异步电动机旋转起来后, 定子绕组里流过的电流为 \dot{I}_1 , 产生旋转磁动势 \dot{F}_1 。它的特点在前面已经分析过了。这里仍假设它相对于定子绕组以同步转速逆时针方向旋转。

(二) 转子旋转磁动势

(1) 幅值。当异步电动机以转速 n 旋转时, 转子绕组电流为 \dot{I}_{2s} , 产生的三相合成旋转磁动势 \dot{F}_2 的幅值为

$$F_2 = \frac{3}{2} \times \frac{4}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{N_2 k_{dp2}}{p} I_{2s} \quad (12-24)$$

(2) 转向。 \dot{F}_2 的转向取决于转子绕组电流的相序。由于 $n < n_1$, 所以气隙旋转磁密在转子绕组里产生感应电动势的相序和转子不转时相同, 若转子绕组为三相, 则相序仍为 $A2 \rightarrow B2 \rightarrow C2$, 那么电流的相序也是 $A2 \rightarrow B2 \rightarrow C2$, 因此转子合成旋转磁动势仍是逆时针方向旋转, 即从 $+A2$ 转到 $+B2$, 再转到 $+C2$ 。

(3) 转速。因为转子电流 \dot{I}_{2s} 的频率为 f_2 , 所以转子旋转磁动势 \dot{F}_2 相对于转子绕组的转速 n_2 为

$$n_2 = \frac{60 f_2}{p} = \frac{60 s f_1}{p} = s n_1 \quad (12-25)$$

(4) 瞬间位置。当转子绕组某一相电流达正最大值时, \dot{F}_2 正好位于该相绕组的轴线上。

(三) 合成磁动势

站在定子绕组上看定、转子绕组旋转磁动势 \dot{F}_1 与 \dot{F}_2 , 它们的幅值不会因站在定子上看而有所改变, 仍为前面分析的结果。 \dot{F}_1 和 \dot{F}_2 的转向相对于定子也是相同的, 同为逆时针方向旋转。

由于转子本身相对于定子以转速 n 逆时针方向旋转; 转子旋转磁动势 \dot{F}_2 相对于转子以转速 n_2 也是按逆时针方向旋转。因此, \dot{F}_2 相对于定子的转速为

$$n + n_2 = n + sn_1 = n + \frac{n_1 - n}{n_1} n_1 = n_1 \quad (12-26)$$

式(12-26)说明, 转子旋转磁动势 \dot{F}_2 和定子旋转磁动势 \dot{F}_1 , 相对于定子来说, 都以相同的转速 n_1 旋转。也就是说, 在转子转动的情况下, 不论转子转速为多少, \dot{F}_1 与 \dot{F}_2 在空间上总是以同步转速 n_1 一前一后旋转着。

作用在异步电动机磁路上的定、转子旋转磁动势 \dot{F}_1 与 \dot{F}_2 , 既然以相同的转速一起旋转, 就可以把它们按矢量相加的办法加起来, 得到一个合成的总磁动势, 仍用 \dot{F}_0 表示, 即

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$$

由此可见, 在三相异步电动机转子以转速 n 旋转的情况下, 其定、转子磁动势关系并未改变, 只是每个磁动势的大小及相互之间的相位不同而已。这里的 \dot{F}_0 是异步电动机运行时的励磁磁动势, 它对应的电流是励磁电流 \dot{I}_0 。对于一般的异步电动机, I_0 的大小约为 $(20\% \sim 50\%) I_N$ 。

【例 12-3】 一台三相异步电机, 定子绕组接到频率为 $f=50\text{Hz}$ 的三相对称电源上, 已知它运行在额定转速 $n_N=960\text{r/min}$ 。问:

- (1) 该电动机的极对数 p 是多少?
- (2) 额定转差率 s_N 是多少?
- (3) 额定转速运行时, 转子电动势的频率 f_2 是多少?

解 (1) 求极对数。已知异步电动机额定转差率较小, 现根据电动机的额定转速 $n_N=960\text{r/min}$ 便可判断出它的气隙旋转磁密的转速 $n_1=1000\text{r/min}$ 。于是

$$p = \frac{60f_1}{n_1} = \frac{60 \times 50}{1000} = 3$$

- (2) 额定转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1000 - 960}{1000} = 0.04$$

- (3) 转子电动势的频率

$$f_2 = s_N f_1 = 0.04 \times 50 = 2(\text{Hz})$$

第五节 三相异步电机的等效电路和相量图

通过运行分析, 得出了定子、转子电动势及电流的基本关系, 但由于定子和转子的频率、相数、匝数的不同, 不便于利用这些方程式求解。像变压器那样, 如将电磁关系利用等效电路表示出来, 就可使分析和运算大为简化。要得出异步电动机的等效电路, 需解决两个问题: 一是把转子电路的频率折合为定子电源的频率; 二是把转子参数折合到定子侧。折合过程中, 必须保持异步电动机的电、磁平衡关系不变, 功率及损耗不变。

一、转子绕组频率的折合

异步电动机转子旋转时, 定、转子之间依然是通过磁动势相联系, 而没有电路上的直接联系, 转子对定子的作用是通过磁动势 \dot{F}_2 产生的。因此, 只要在保持转子旋转磁动势不变的前提下 (至于转子是转动还是静止, 对定子边的各个量都没有影响), 就可以用静止的转

子来代替转动的实际转子, 只要让两种情况下的转子产生的磁动势 \dot{F}_2 保持一样即可。为满足这一点, 应使静止的转子绕组里电流大小及转子回路的阻抗角, 与旋转的实际转子中的电流大小及转子回路阻抗角相等。

把式 (12-23) 变换为

$$\dot{I}_{2s} = \frac{\dot{E}_{2s}}{R_2 + jX_{2s}} = \frac{s\dot{E}_2}{R_2 + jsX_2} = \frac{\dot{E}_2}{\frac{R_2}{s} + jX_2} = \dot{I}_2 \quad (12-27)$$

式中: \dot{E}_{2s} 、 \dot{I}_{2s} 、 X_{2s} 分别是异步电动机转子旋转时, 转子绕组一相的电动势、电流和漏电抗; \dot{E}_2 、 \dot{I}_2 、 X_2 分别是异步电动机转子不转时, 转子绕组一相的电动势、电流和漏电抗。

在变换时, 转子回路阻抗角的大小也没有发生变化, 即

$$\varphi_2 = \arctan \frac{X_{2s}}{R_2} = \arctan \frac{sX_2}{R_2} = \arctan \frac{X_2}{\frac{R_2}{s}} \quad (12-28)$$

在式 (12-28) 的推导过程中, 并没做任何的假设, 结果证明了两个电流 \dot{I}_{2s} 和 \dot{I}_2 的有效值以及初相角完全相等。

对于电流 \dot{I}_{2s} , 它是由转子绕组的转差电动势 E_{2s} 和转子绕组本身的电阻 R_2 以及实际运行时转子的漏电抗 X_{2s} 求得的。对应的电路图如图 12-21 (a) 所示。

对于电流 \dot{I}_2 , 是由转子不转时的电动势 E_2 和转子的等效电阻 R_2/s 、转子不转时转子漏电抗 X_2 得到的, 对应的电路如图 12-21 (b) 所示。

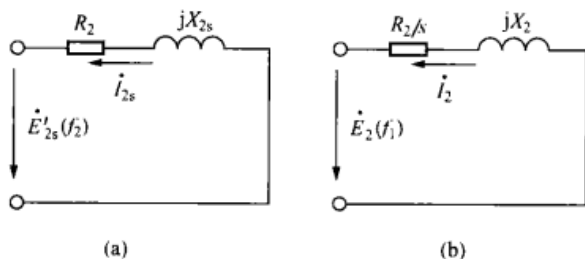


图 12-21 转子绕组频率的折合

图 12-21 (a)、(b) 两个电路中, 图 (a) 是异步电动机实际运行时, 转子一相的电路; 图 (b) 则是等效电路。所谓等效, 就是两个电路的电流有效值大小彼此相等。再看图 12-21 (a)、(b) 两个电路的频率, 其中图 (a) 是 f_2 , 图 (b) 则是 f_1 。两个电流的频率虽然不同, 由于有效值相等, 在

产生转子旋转磁动势 \dot{F}_2 的幅值上又都是一样的。转子电路虽然经过这种变换, 但是从定子边看转子旋转磁动势并没有发现任何不同。所以图 12-21 中, 从图 (a) 所示电路变成图 (b) 所示电路的形式, 就产生转子旋转磁动势 \dot{F}_2 幅值的大小来说, 完全是一样的。这就是转子电路的频率折合, 即把转子旋转时实际频率为 f_2 的电路, 变成了转子不转、频率为 f_1 的电路。

以上这种把图 12-21 (a) 折合成图 12-21 (b) 所示电路的所谓频率折合, 折合后的图 12-21 (b) 所示电路, 它的电动势为转子不转时的电动势 \dot{E}_2 (注意不是转子堵转时的电动势), 转子回路的电阻变成 R_2/s , 漏电抗变成 $X_2 = X_{2s}/s$ 。对其中转子回路电阻来说, 除了原来转子绕组本身电阻 R_2 外, 相当于多串一个大小为 $\frac{1-s}{s}R_2$ 的附加电阻; 漏电抗也变成了转子不转时的漏电抗 (即对应的频率为 f_1)。

再考虑把转子绕组的相数、匝数以及绕组系数都折合到定子边, 转子回路的电压方程式

变为

$$\dot{E}'_2 = \dot{I}'_2 \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_2 \right) \quad (12-29)$$

当异步电动机转子电路进行了频率折合后, 转子旋转磁动势 \dot{F}_2 的幅值可写成

$$F_2 = \frac{m_2 \sqrt{2} N_2 k_{dp2}}{\pi p} I_2$$

再考虑转子绕组的相数、匝数折合, F_2 为

$$F_2 = \frac{3\sqrt{2} N_1 k_{dp1}}{\pi p} I'_2$$

定、转子旋转磁动势的关系 $\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$ 可写成

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_0$$

【例 12-4】 一台三相绕线型异步电动机, 当定子绕组加频率为 50Hz 的额定电压, 转子绕组开路时, 转子绕组滑环上的电动势为 260V (已知转子绕组为 Y 接), 转子不转时转子一相的电阻 $R_2 = 0.06\Omega$, $X_2 = 0.2\Omega$, 电动机的额定转差率 $s_N = 0.04$ 。问这台电动机额定运行时转子电动势、转子电流的有效值及频率各为多少?

解 (1) 转子电动势、电流的频率为

$$f_2 = s_N f_1 = 0.04 \times 50 = 2(\text{Hz})$$

(2) 转子额定运行时, 转子的电动势 E_{2sN} (相电动势) 为

$$E_{2sN} = s_N E_2 = 0.04 \times \frac{260}{\sqrt{3}} = 6(\text{V})$$

(3) 额定运行时, 转子电流为

$$I_{2sN} = \frac{E_{2sN}}{\sqrt{R_2^2 + X_{2s}^2}} = \frac{E_{2sN}}{\sqrt{R_2^2 + (s_N X_2)^2}} = \frac{6}{\sqrt{0.06^2 + (0.04 \times 0.2)^2}} \approx 100(\text{A})$$

二、基本方程式、等效电路和时空相矢量图

转子绕组经过频率折合和绕组折合之后, 便得到异步电动机转子旋转时的基本方程式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(R_1 + jX_1) \\ -\dot{E}_1 &= \dot{I}_0(R_m + jX_m) \\ \dot{E}_1 &= \dot{E}'_2 \\ \dot{E}'_2 &= \dot{I}'_2 \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_2 \right) \\ \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 &= \dot{I}_0 \end{aligned} \right\} \quad (12-30)$$

根据以上 5 个方程式, 可以画出如图 12-22 所示的等效电路, 与图 12-19 相比较, 在转子回路里增加了一项值为 $\frac{1-s}{s} R'_2$ 的电阻。

当异步电动机空载时, 转子的转速接近于同步速, 转差率 s 很小, 则 $\frac{R'_2}{s}$ 接近无穷大, 因此, 这时等效电路中的转子回路相当于开路, 转子电流 \dot{I}'_2 接近于 0, 定子电流 \dot{I}_1 就是励磁电流 \dot{I}_0 , 电动机的功率因数很低。

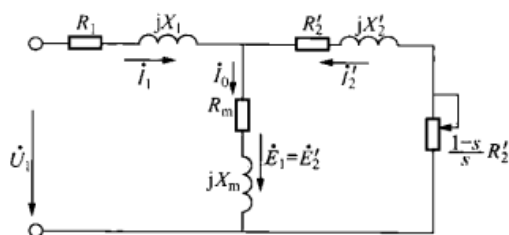


图 12-22 三相异步电动机
T 形等效电路

当异步电动机运行于额定负载时, 转差率一般为 $0.01 \sim 0.05$, $\frac{R_2'}{s}$ 约为 R_2' 的 20 多倍, 因此等效电路转子边基本上是电阻性电路, 转子边的功率因数较高, 从定子边看功率因数也较高, 一般能达到 $0.8 \sim 0.85$ 。

三相异步电动机定子绕组接于三相对称电源上, 定子端电压 U_1 认为是不变的, 感应电动势 E_1 的大

小取决于 \dot{U}_1 与定子漏阻抗压降 $\dot{I}_1 Z_1$ 的相量差, 而主磁通 Φ_1 是与 E_1 成正比的。由于异步电机定子漏阻抗 Z_1 较小, 当电机从空载到额定负载变化时, 定子漏阻抗压降 $\dot{I}_1 Z_1$ 与 \dot{U}_1 大小相比一直是比较小的。所以, 异步电动机从空载到额定负载的正常运行范围内, 感应电动势 E_1 和相应的主磁通 Φ_1 的变化都是不大的, 因而所需要的励磁磁动势 F_0 及相应的励磁电流 I_0 也变化不大。

根据以上 5 个基本方程式, 也可画出异步电动机的时空矢量图如图 12-23 所示。

根据图 12-22 所示 T 形等效电路能够计算出异步电机运行时的各个物理量。但是 T 形等效电路是一个复联电路, 计算和分析时不太方便。有时为分析和计算的方便, 对 T 形等效电路进行简化。因为异步电动机励磁电流的相对值比较大, 一般不能像变压器那样把励磁阻抗忽略, 把 T 形等效电路简化成一字形等效电路。如果把励磁支路移到输入端, 则把整个等效电路变成单纯的并联支路, 计算分析也就方便了。图 12-24 所示为三相异步电动机的简化等效电路。

注意图 12-24 中励磁阻抗支路移到输入端时, 还需加有阻抗 $R_1 + jX_1$ 。因为在 T 形等效电路里励磁阻抗两端的电压为 $-\dot{E}_1$, 移到输入端时若不加阻抗 $R_1 + jX_1$, 两端的电压为 \dot{U}_1 , 会使励磁电流增加, 加有阻抗 $R_1 + jX_1$ 后, 使励磁电流变化很小。

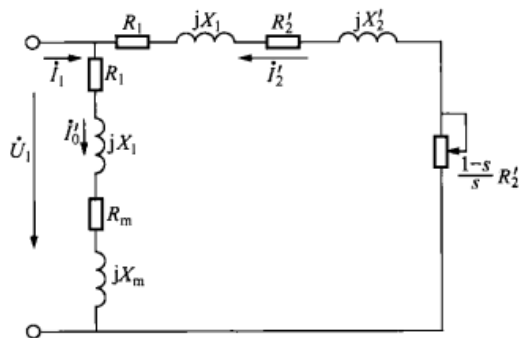


图 12-24 三相异步电动机的
简化等效电路

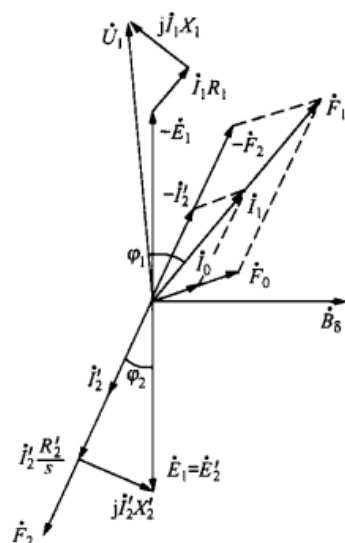


图 12-23 三相异步电动机
的时空矢量图

实际应用表明, 用简化等效电路算出的定、转子电流及励磁电流, 与用图 12-22 所示 T 形等效电路算出的值相当接近, 但对于小容量电机, 其误差稍大。

三、笼型转子

前面是以绕线型转子为例来分析三相异步电动机的等效电路, 实际上分析中所得的结论也完全适合于笼型三相异步电动机。笼型转子的绕组形式是由转子两端的端环将所有导条短接起来构成的, 因此所有导条是并联连接的。因而和定子绕组的安排

规则相比, 单从笼型转子本身来看, 其极数与相数无法确定, 但笼型转子和定子组装在一起时, 其极数与相数便是确定的。

笼型转子每相邻两根导条电动势(电流)相位相差的电角度与它们空间相差的电角度是相同的, 导条是均匀分布的。若一对磁极范围内有 m_2 根鼠笼条, 转子就感应产生 m_2 相对称的感应电动势和电流。若一对磁极范围内鼠笼条不为整数, 则取 m_2 等于转子槽数 Z_2 。采用三相对称绕组通入三相对称电流产生圆形旋转磁动势的同样办法, 可以得到 m_2 相对称的笼型绕组在 m_2 相对称电流条件下产生圆形旋转磁动势的结论。具体分析过程不再赘述。

笼型转子产生的旋转磁动势的转向与绕线型转子一样, 也就是与定子旋转磁动势转向一致, \dot{F}_1 与 \dot{F}_2 一前一后同步转动, 其极数也与定子的相同。因此, 笼型转子的三相异步电动机磁动势关系也为

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0$$

笼型转子相数为 m_2 , 每相绕组匝数为 $1/2$, 绕组系数为 1。

笼型异步电动机电磁关系与绕线型的相同, 也采用折合算法、等效电路及时空相矢量图的方法分析, 仅仅是折合系数的数值不同而已。

本章小结

异步电动机的基本工作原理: 旋转磁场切割转子导体产生感应电动势, 转子电流与磁场作用产生电磁转矩, 从而使转子沿旋转磁场方向转动。运转时转子的转速与旋转磁场的转速不等, 因此称为异步电动机。转差率 $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ 是异步电动机的一个重要参数。通过转差率的大小可区分异步电机的运行状态。

异步电动机按转子结构不同, 分为笼型和绕线型异步电动机两种, 它们的定子结构相同, 而转子结构不同。

从电磁感应本质看, 异步电动机与变压器极为相似。因此可以采用研究变压器的方法来分析异步电动机。异步电动机和变压器具有相同的等效电路形式。但两者之间存在显著差异: ①主磁场性质不同, 即异步电动机是旋转磁场, 而变压器是脉振磁场; ②能量转换关系不一样, 前者电能变换为机械能, 后者是电能变换成电能; ③前者定、转子电量的频率不同, 而后者则相同; ④异步电动机主磁路有气隙, 而变压器则没有, 因此, 两者参数相差较大; ⑤异步电动机的绕组大都采用短距、分布绕组, 而变压器绕组可看作是集中和整距绕组, 所以两者的电动势、磁动势公式相差一个绕组系数。

为求作异步电动机的等效电路, 除对转子绕组各量进行折算外, 还须对转子频率进行折算。频率折算的实质就是用转子静止的异步电动机去代替转子旋转的异步电动机。等效电路中 $\frac{1-s}{s}R'_2$ 是模拟总机械功率的等值电阻。

思考题

12-1 三相异步电动机主要是由哪几部分组成的? 它们分别起什么作用?

12-2 一台异步电动机定子绕组有六根引出线,其铭牌上标明“电压 380V/220V,接法 Y/ Δ ”。如果三相电源电压是 380V,定子绕组应采用哪种接法?出线盒内的接线端子应如何连接?

12-3 三相异步电动机的主磁通、漏磁通是怎样定义的?其漏磁通包含哪几部分?

12-4 异步电动机定子的漏电抗包含哪几部分?

12-5 三相异步电动机转子绕组开路时的等效电路、电动势相量图与变压器空载运行时是否相似?

12-6 为什么三相异步电动机励磁电流的标幺值要比变压器的大?

12-7 异步电动机转子绕组折合的依据是什么?转子位置角折合后有什么方便之处?

12-8 三相异步电动机转子绕组短路并堵转时,主磁通、定子漏磁通、转子漏磁通各是由什么磁动势产生的?

12-9 异步电动机的转差率 s 是如何定义的?电机运行时,转子绕组感应电动势、电流的频率 f_2 与定子频率 f_1 是什么关系?

12-10 异步电动机等效电路中 $\frac{1-s}{s}R'_2$ 代表什么意义,能不能不用电阻而用一个电感或电容来表示?为什么?

习 题

12-1 已知一台三相异步电动机的额定功率 $P_N=7.5\text{kW}$,额定电压 $U_N=380\text{V}$,额定功率因数 $\cos\varphi_N=0.75$,额定效率 $\eta_N=86\%$ 。问其额定电流 I_N 为多少安?

12-2 一台三相异步电动机,额定功率 $P_N=15\text{kW}$,额定电压 $U_N=380\text{V}$,额定转速 $n_N=1460\text{r/min}$,额定效率 $\eta_N=0.89$,额定功率因数 $\cos\varphi_N=0.85$ 。求电动机额定运行时的输入功率 P_1 和额定电流 I_N 。

12-3 一台三相绕线型异步电动机,定子绕组 Δ 接,转子绕组 Y 接。当定子加额定电压 380V、转子绕组开路时,考虑励磁电流在定子漏阻抗上的压降,已知定子每相电动势为 364V,而滑环上测得的电压为 234V。如果转子不转时转子每相漏阻抗 $Z_2=R_2+jX_2=(0.047+j0.122)\Omega$,并假设转子短路并堵转时异步电动机等效电路中的 $Z_1=Z'_2$ 。求定子加额定电压、转子短路并堵转时,转子相电动势 E_2 、转子相电流 I_2 以及转子功率因数 $\cos\varphi_2$ 。

12-4 一台三相异步电动机, $P_N=10\text{kW}$, $U_N=380\text{V}$, $n_N=1455\text{r/min}$, $R_1=1.33\Omega$, $R'_2=1.33\Omega$, $R_m=1.33\Omega$, $X_1=2.43\Omega$, $X'_2=4.4\Omega$, $X_m=90\Omega$ 。定子绕组为 Δ 接法。试计算额定负载时的定子电流、转子电流、励磁电流、功率因数、输入功率和效率。

第十三章 三相异步电动机的功率、转矩和运行性能

第一节 三相异步电动机的功率和转矩

一、功率关系

当三相异步电动机以转速 n 稳定运行时, 定子绕组从电源输入的电功率为

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi_1 \quad (13-1)$$

式中: U_1 为定子绕组相电压; I_1 为定子绕组相电流; $\cos\varphi_1$ 为定子边功率因数。

定子的铜损耗为

$$p_{Cu1} = 3I_1^2 R_1 \quad (13-2)$$

异步电动机正常运行时, 由于转子转速接近于同步转速, 即转子铁心与气隙磁密 B_g 的相对速度较小, 且转子铁心和定子铁心同样是用 0.5mm 厚的硅钢片叠压而成, 所以转子铁心磁滞和涡流损耗比定子铁心小, 可忽略不计。因此, 正常运行的异步电动机的铁损耗 p_{Fe} 主要是定子铁心损耗, 即

$$p_{Fe} = p_{Fe1} = 3I_0^2 R_m \quad (13-3)$$

输入功率 P_1 减去定子铜损耗和铁损耗, 剩下的就是传递给转子的电磁功率 P_M 。因为定、转子之间并没有电路上的直接联系, P_M 是通过电磁感应向转子电路传送的。由图 12-22 所示 T 形等效电路可以看出, 传送给转子电路的电磁功率等于转子电路中全部电阻上的功率, 即

$$P_M = P_1 - p_{Cu1} - p_{Fe} = 3I_2'^2 \left(R_2' + \frac{1-s}{s} R_2' \right) = 3I_2'^2 \frac{R_2'}{s} \quad (13-4)$$

电磁功率还可以表示为

$$P_M = 3E_2' I_2' \cos\varphi_2 = m_2 E_2 I_2 \cos\varphi_2$$

转子绕组铜损耗 p_{Cu2} 为

$$p_{Cu2} = 3I_2'^2 R_2' = sP_M \quad (13-5)$$

电磁功率 P_M 减去转子铜损耗 p_{Cu2} 即为等效电阻 $\frac{1-s}{s} R_2'$ 上的功率, 这部分功率实际上就是传输给电动机转轴上的机械功率 P_m 。它是转子电流与气隙旋转磁密共同作用产生的电磁转矩, 带动转子以转速 n 旋转所对应的功率, 即

$$P_m = P_M - p_{Cu2} = 3I_2'^2 \frac{1-s}{s} R_2' = (1-s)P_M \quad (13-6)$$

从式 (13-4) ~ 式 (13-6) 可以看出, 电磁功率、转子铜损耗和机械功率之间存在一定的比例关系, 即 $P_M : p_{Cu2} : P_m = 1 : s : (1-s)$ 。

异步电动机运行时, 存在着轴承及风扇等摩擦阻转矩, 这也要损耗一部分功率, 这部分功率为机械损耗, 用 p_m 表示。此外, 异步电动机定、转子开槽和存在谐波磁动势, 还要产生一些附加损耗, 用 p_{ad} 表示。附加损耗一般很难用公式来计算, 通常根据经验估算。对中小型异步电动机, 满载时 p_{ad} 可达额定输出功率的 1%~3%; 对于大型异步电动机, p_{ad} 约为

额定输出功率的 0.5%。

转子的机械功率 P_m 减去机械损耗 p_m 和附加损耗 p_{ad} , 就是三相异步电动机转轴上输出的功率 P_2 , 即

$$P_2 = P_m - p_m - p_{ad} \quad (13-7)$$

由上述分析可见, 异步电动机运行时从电源输入电功率 P_1 到转轴上输出功率 P_2 的全过程为

$$P_2 = P_1 - p_{Cu1} - p_{Fe} - p_{Cu2} - p_m - p_{ad} \quad (13-8)$$

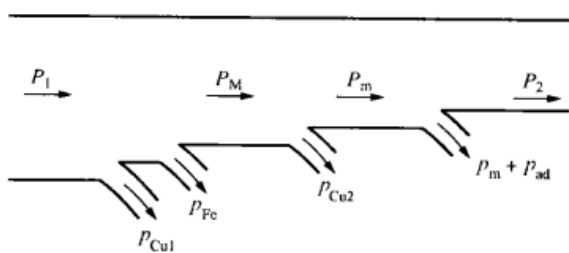


图 13-1 异步电动机的功率流程图

用功率流程图表示如图 13-1 所示。

二、转矩关系

异步电动机的机械功率 P_m 等于电磁转矩 T 与转子机械角速度 Ω 的乘积, 即

$$P_m = T\Omega$$

将式 (13-7) 等号两边同除以 Ω 得到异步电动机的转矩关系为

$$\frac{P_2}{\Omega} = \frac{P_m}{\Omega} - \frac{p_m + p_{ad}}{\Omega}$$

$$T_2 = T - T_0 \quad (13-9)$$

式中: T_2 为电动机转轴上的输出转矩; T_0 为电动机的空载转矩。

由此可得电磁转矩与电磁功率的关系, 为

$$T = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_m}{\frac{2\pi n}{60}} = \frac{P_m}{(1-s) \frac{2\pi n_1}{60}} = \frac{P_M}{\Omega_1} \quad (13-10)$$

式中: Ω_1 为同步角速度 (用机械角表示)。

电磁功率 P_M 除以同步机械角速度 Ω_1 得电磁转矩

$$\begin{aligned} T &= \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{3I_2'^2 R_2'}{2\pi n_1} = \frac{3E_2 I_2 \cos\varphi_2}{2\pi n_1} = \frac{3(\sqrt{2}\pi f_1 N_2 k_{dp2} \Phi_1) I_2 \cos\varphi_2}{2\pi n_1} \\ &= \frac{3}{\sqrt{2}} p N_2 k_{dp2} \Phi_1 I_2 \cos\varphi_2 = C_T \Phi_1 I_2 \cos\varphi_2 \end{aligned} \quad (13-11)$$

式中: $C_T = \frac{3}{\sqrt{2}} p N_2 k_{dp2}$ 为常数, 称为转矩系数。

由此可以看出, 异步电动机的电磁转矩 T 与气隙每极磁通 Φ_1 、转子电流 I_2 及转子功率因数 $\cos\varphi_2$ 成正比, 式 (13-11) 称为电磁转矩的物理表达式。

【例 13-1】 已知一台三相 50Hz 绕线型异步电动机, 额定电压 $U_N = 380V$, 额定功率 $P_N = 100kW$, 额定转速 $n_N = 950r/min$, 在额定转速下运行时, 机械摩擦损耗 $p_m = 1kW$, 忽略附加损耗。求额定运行时:

- (1) 额定转差率 s_N ;
- (2) 电磁功率 P_M ;
- (3) 转子铜损耗 p_{Cu2} 。

解 (1) 额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1000 - 950}{1000} = 0.05$$

(2) 求额定运行时的电磁功率, 已知

$$P_M = P_2 + p_m + p_{Cu2}$$

$$p_{Cu2} = s_N P_M$$

则可得

$$P_M = P_2 + p_m + s_N P_M$$

$$P_M = \frac{P_2 + p_m}{1 - s_N} = \frac{100 + 1}{1 - 0.05} = 106.3(\text{kW})$$

(3) 额定运行时转子铜损耗

$$p_{Cu2} = s_N P_M = 0.05 \times 106.3 = 5.3(\text{kW})$$

【例 13-2】 例 13-1 中的异步电动机, 在额定运行时的电磁转矩、输出转矩及空载转矩各为多少?

解 (1) 电磁转矩

$$T_N = \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{P_M}{\frac{2\pi n_1}{60}} = 9550 \times \frac{P_M}{n_1} = 9550 \times \frac{106.3}{1000} = 1015.2(\text{N} \cdot \text{m})$$

(2) 额定输出转矩

$$T_{2N} = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{P_N}{\frac{2\pi n_N}{60}} = 9550 \times \frac{P_N}{n_N} = 9550 \times \frac{100}{950} = 1005.3(\text{N} \cdot \text{m})$$

(3) 额定运行时的空载转矩

$$T_0 = \frac{p_m}{\Omega_N} = \frac{p_m}{\frac{2\pi n_N}{60}} = 9550 \times \frac{p_m}{n_N} = 9550 \times \frac{1}{950} = 10.1(\text{N} \cdot \text{m})$$

第二节 三相异步电动机的机械特性

三相异步电动机在电源电压 U_1 、电源频率 f_1 和电机参数固定的条件下, 其电磁转矩 T 与转子转速 n (或转差率 s) 之间的关系, 叫做三相异步电动机的机械特性。机械特性可以用函数表示, 也可以用曲线表示。

一、机械特性的参数表达式

将式 (13-4) 代入式 (13-10), 得

$$T = \frac{3I_2'^2 \frac{R_2'}{s}}{\frac{2\pi n_1}{60}} = \frac{3I_2'^2 \frac{R_2'}{s}}{\frac{2\pi f_1}{p}} \quad (13-12)$$

再利用图 12-24 所示的三相异步电动机简化等效电路, 得到转子电流有效值为

$$I_2'' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (13-13)$$

因为 $I_2' \approx I_2''$, 所以可以将式 (13-13) 代入式 (13-12) 得

$$T = \frac{3U_1^2 \frac{R'_2}{s}}{\frac{2\pi n_1}{60} \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]} \quad (13-14)$$

$$= \frac{3pU_1^2 \frac{R'_2}{s}}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]}$$

式(13-14)就是机械特性的参数表达式。

二、固有机械特性

(一) 固有机械特性曲线

三相异步电动机在电压、频率均为额定值，定、转子回路不串任何电路元件时的机械特性称为固有机械特性。其 $T-s$ 曲线如图 13-2 所示，其中曲线 1 为电源正相序时的曲线，曲线 2 为电源负相序时的曲线。

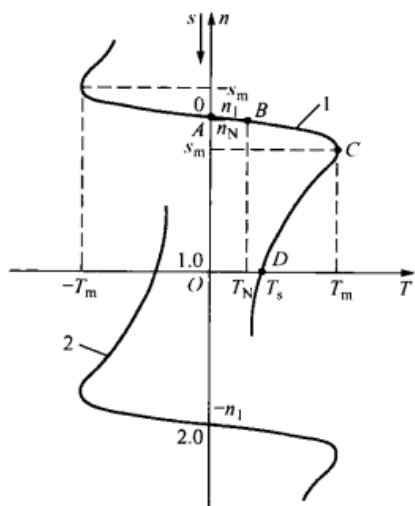


图 13-2 三相异步电动机
固有机械特性

从图 13-2 中可以看出，三相异步电动机的机械特性是一条非线性曲线。该曲线可以反映电动机所处的不同状态：

(1) 当 $0 < s < 1$ ，即 $0 < n < n_1$ 时，特性曲线在第一象限，电磁转矩 T 和转子的转速 n 都为正，这时电机处于电动运行状态。异步电动机正常运行时，其转速在同步转速 n_1 与额定转速 n_N 之间；

(2) 当 $s < 0$ ，即 $n > n_1$ 时，特性曲线在第二象限，电磁转矩 T 为负， n 为正，电机处于制动运行状态，称回馈制动运行状态，即为异步发电状态。

(3) 当 $s > 1$ ，即 $n < 0$ 时，特性曲线在第四象限，电磁转矩 T 为正，转速 n 为负，电机处在制动状态。有关制动状态，后面将详细介绍。

在第一象限电动状态的特性上，B 点为额定运行点，其电磁转矩与转速均为额定值。A 点 $n = n_1$ ， $T = 0$ ，为理想空载运行点。C 点是电磁转矩最大点。D 点 $n = 0$ ，转矩为 T_s ，是起动点（见图 13-2）。

(二) 最大电磁转矩

将机械特性的参数表达式即式(13-14)对转差率 s 求导数，并令

$$\frac{dT}{ds} = 0$$

得到最大电磁转矩

$$T_m = \pm \frac{1}{2} \frac{3pU_1^2}{2\pi f_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}]} \quad (13-15)$$

最大转矩对应的转差率称为临界转差率，为

$$s_m = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (13-16)$$

式中：“+”号适用于电动状态；“-”号适用于发电状态。

在一般情况下, R_1^2 的值不超过 $(X_1 + X_2')^2$ 的 5%, 如果忽略 R_1 的影响, T_m 和 s_m 可以近似表示为

$$T_m = \pm \frac{1}{2} \frac{3pU_1^2}{2\pi f_1 (X_1 + X_2')} \quad (13-17)$$

$$s_m = \pm \frac{R_2'}{X_1 + X_2'} \quad (13-18)$$

由式 (13-17) 和式 (13-18) 可得如下结论:

- (1) 在给定电机的参数和电源频率下, 最大转矩与定子相电压的平方成正比;
- (2) 最大转矩的大小与转子电阻值无关, 临界转差率则与转子电阻成正比;
- (3) 当电源电压与频率一定时, 最大转矩与定、转子漏抗之和近似成反比。

电动机的最大转矩与额定转矩之比为最大转矩倍数, 称为过载能力, 这是异步电动机的重要指标之一, 用 λ 表示, 即

$$\lambda = \frac{T_m}{T_N}$$

如果负载转矩超过电动机的最大转矩, 电机就会停转, 为保证电动机不因短时间负载突然增大或电源电压下降而停转, 要求电动机具有一定的过载能力, 各类电机都有规定指标, 一般三相异步电动机, 其过载倍数 $\lambda = 1.6 \sim 2.2$; 起重、冶金机械用的三相异步电动机, 过载倍数 λ 达 $2.2 \sim 2.8$ 。但是, 实用中绝不允许电动机长期处在最大转矩下运行, 因为这时电动机已过载, 有可能将电动机烧坏, 同时在最大转矩处运行也不稳定。

(三) 起动转矩

电动机起动时, $n=0$, $s=1$ 的电磁转矩, 叫做起动转矩, 用 T_s 表示。将 $s=1$ 代入式 (13-14), 得到起动转矩为

$$T_s = \frac{3pU_1^2 R_2'}{2\pi f_1 [(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2]} \quad (13-19)$$

由式 (13-19) 可以看出, 起动转矩与相电压平方成正比, 漏抗越大, 起动转矩越小。

起动转矩 T_s 与额定转矩 T_N 之比, 称为起动转矩倍数, 用 K_T 表示, 即

$$K_T = \frac{T_s}{T_N}$$

起动转矩倍数 K_T 的大小, 反映了电动机起动负载的能力。电动机起动时, 起动转矩 T_s 大于 $(1.1 \sim 1.2)$ 倍的负载转矩就可顺利起动。起动转矩倍数设计得越大, 电动机起动就越快, 电机的成本也随之而增加。一般三相异步电动机的起动转矩倍数 $K_T = 0.8 \sim 1.2$ 。

(四) 稳定运行问题

从三相异步电动机机械特性曲线上看, 当 $0 < s < s_m$, 机械特性下斜, 拖动恒转矩负载和泵类负载运行时均能稳定运行。当 $s_m < s < 1$, 机械特性上翘, 拖动恒转矩负载不能稳定运行; 但拖动泵类负载时, 满足 $T = T_L$ 处, $\frac{dT}{dn} < \frac{dT_L}{dn}$ 的条件, 即可稳定运行, 但是由于这时转速低, 转差率大, 转子电动势 $E_{2s} = sE_2$ 比正常运行时大得多, 造成转子电流、定子电流都很大, 因此不能长期运行。三相异步电动机稳定运行在 $0 < s < s_m$ 范围内, 可以长期稳定运行在 $0 < s < s_N$ 范围内。

【例 13-3】 一台三相 6 极笼型异步电动机定子绕组 Y 接, 额定电压 $U_N = 380V$, 额定

转速 $n_N = 975 \text{ r/min}$, 电源频率 $f_1 = 50 \text{ Hz}$, 定子电阻 $R_1 = 2.08 \Omega$, 定子漏电抗 $X_1 = 3.12 \Omega$, 转子电阻折合值 $R'_2 = 1.53 \Omega$, 转子漏电抗折合值 $X'_2 = 4.25 \Omega$ 。计算:

- (1) 额定电磁转矩;
- (2) 最大电磁转矩及过载能力;
- (3) 临界转差率;
- (4) 起动转矩及起动转矩倍数。

解 先求旋转磁场的转速

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} = \frac{60 \times 50}{3} = 1000 (\text{r/min})$$

额定转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1000 - 957}{1000} = 0.043$$

定子绕组额定相电压

$$U_1 = \frac{U_N}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 (\text{V})$$

(1) 额定转矩

$$\begin{aligned} T_N &= \frac{3pU_1^2 \frac{R'_2}{s_N}}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]} \\ &= \frac{3 \times 3 \times 220^2 \times \frac{1.53}{0.043}}{2\pi \times 50 \times \left[\left(2.08 + \frac{1.53}{0.043} \right)^2 + (3.12 + 4.25)^2 \right]} \\ &= 33.5 (\text{N} \cdot \text{m}) \end{aligned}$$

(2) 最大转矩

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{1}{2} \times \frac{3pU_1^2}{2\pi f_1 (X_1 + X'_2)} \\ &= \frac{1}{2} \times \frac{3 \times 3 \times 220^2}{2\pi \times 50 \times (3.12 + 4.25)} \\ &= 94 (\text{N} \cdot \text{m}) \end{aligned}$$

过载能力 λ

$$\lambda = \frac{T_m}{T_N} = \frac{94}{33.5} = 2.8$$

(3) 临界转差率

$$s_m = \frac{R'_2}{X_1 + X'_2} = \frac{1.53}{3.12 + 4.25} = 0.2$$

(4) 起动转矩

$$\begin{aligned} T_s &= \frac{3pU_1^2 R'_2}{2\pi f_1 [(R_1 + R'_2)^2 + (X_1 + X'_2)^2]} \\ &= \frac{3 \times 3 \times 220^2 \times 1.53}{2\pi \times 50 \times [(2.08 + 1.53)^2 + (3.12 + 4.25)^2]} \end{aligned}$$

$$= 31.5 (\text{N} \cdot \text{m})$$

起动转矩倍数

$$K_T = \frac{T_s}{T_N} = \frac{31.5}{33.5} = 0.94$$

三、人为机械特性

由异步电动机机械特性的参数表达式即式 (13-14) 可知, 异步电动机电磁转矩的数值是由某一转差率 s (或转速 n) 下的定子电压 U_1 、定子频率 f_1 、极对数 p 、定子及转子回路的电阻和电抗 R_1 、 R'_2 、 X_1 、 X'_2 决定的。因此人为地改变这些参数, 就可得到不同的人为机械特性。

(一) 降低定子端电压的人为机械特性

当电源电压降低时, 由式 (13-15)、式 (13-19) 可知, 最大转矩 T_m 和起动转矩 T_s 与 U_1^2 成正比地降低; 从式 (13-16) 可知, 临界转差率 s_m 与 U_1 的降低无关, 保持不变; 同步转速 n_1 也与 U_1 无关而不变。因此, 电源电压降低的人为机械特性是一组过同步运行点, 保持 s_m 不变的曲线族, 如图 13-3 所示。

如果电动机原来在额定负载下运行, 此时电动机的 $U_1 = U_N$, $I_1 = I_N$, $n = n_N$, $T = T_N$, 若电源电压由于某种原因降低了, 而额定负载转矩仍保持不变时, 从式 $T = C_T \Phi_1 I_2 \cos \varphi_2$ 可以看出, 当定子端电压降低后, 气隙主磁通 Φ_1 减小了, 而转子功率因数 $\cos \varphi_2$ 却变化不大, 转子电流 I_2 要增大, 同时定子电流 I_1 也要增大, 它将大于电流的额定值, 电动机将不能长期运行, 否则会由于铜损耗增加太多, 造成电机发热, 甚至可能烧坏电机。因此电动机不能长时间连续运行。如果异步电动机处于轻载下运行, 降低定子端电压 U_1 , 使主磁通 Φ_1 减小以降低电机的铁损耗, 从节能的角度看, 又是有好处的。

(二) 定子回路串接三相对称电阻的人为机械特性

定子回路串入三相对称电阻 R 并不影响同步转速 n_1 , 所以 n_1 保持不变。从式 (13-15)、式 (13-19) 和 (13-16) 可知, 此时的最大转矩 T_m 、起动转矩 T_s 以及临界转差率 s_m 都随串入电阻 R 的增大而减小。定子回路串接电阻时的人为机械特性如图 13-4 所示。

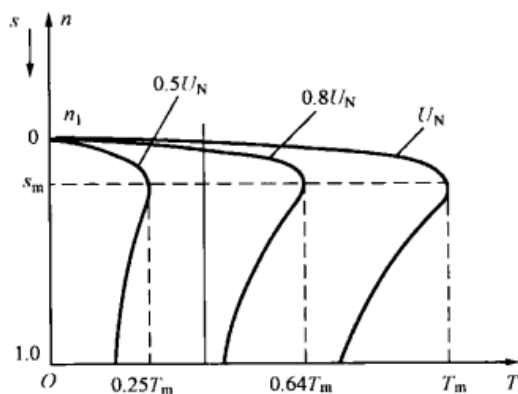


图 13-3 降低定子端电压
的人为机械特性

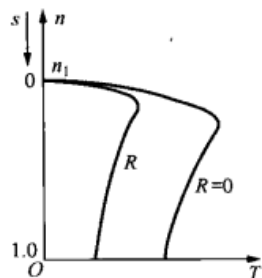


图 13-4 定子串入三相对称
电阻的人为机械特性

(三) 定子回路串接三相对称电抗的人为机械特性

定子回路串入三相对称电抗的人为机械特性与串电阻的相似, n_1 不变, 最大转矩 T_m 、

起动转矩 T_s 以及临界转差率 s_m 都减小。这种情况下电抗不消耗有功功率, 串电阻时电阻消耗有功功率。

(四) 转子回路串入三相对称电阻的人为机械特性

绕线型异步电动机可以通过滑环和电刷, 把三相对称电阻串入转子回路。从式 (13-15)、(13-16) 可知, 最大转矩与转子回路电阻无关, 即转子串入电阻后不变, 但临界转差率则随转子回路电阻的增大而成正比地增加, 而同步转速不变。图 13-5 所示为转子回路串入三相对称电阻的人为机械特性。

从图 13-5 可以看出, 随着转子回路电阻的适当增加, 可增大异步电动机的起动转矩, 若串入的电阻合适, 使

$$s_m = \frac{R'_2 + R'_c}{X_1 + X'_2} = 1$$

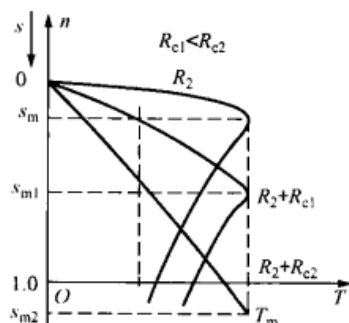


图 13-5 转子回路串入三相对称电阻的人为机械特性

则 $T_s = T_m$, 即起动转矩为最大转矩。但是若串入的电阻再增加, 则 $s_m > 1$, $T_s < T_m$ 。因此转子回路串电阻增大起

动转矩并非是电阻越大越好, 而是有一个限度。

四、机械特性的实用公式

前面分析异步电动机的机械特性, 是基于电机的参数为已知的前提。而在实际使用中, 往往不知道电机的参数, 要想得到电机的机械特性, 最好的办法是从异步电机产品目录中所给的数据大致求出机械特性来, 为此要用到机械特性的实用公式。下面通过推导来求得这个实用公式。

(一) 实用公式

用式 (13-15) 去除式 (13-14) 可得

$$\frac{T}{T_m} = \frac{2R'_2 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}]}{s \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]} \quad (13-20)$$

从式 (13-16) 知道

$$\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2} = \frac{R'_2}{s_m} \quad (13-21)$$

代入式 (13-20), 可得

$$\begin{aligned} \frac{T}{T_m} &= \frac{2R'_2 \left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)}{\frac{sR'^2_2}{s_m^2} + \frac{R'^2_2}{s} + 2R_1R'_2} \\ &= \frac{2 \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} s_m \right)}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2 \frac{R_1}{R'_2} s_m} = \frac{2 + q}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + q} \end{aligned} \quad (13-22)$$

式中: $q = \frac{2R_1}{R'_2} s_m \approx 2s_m$, 其中 s_m 在 0.1~0.2 范围内。

式 (13-22) 中, 显然在任何 s 值时, 都有

$$\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} \geq 2$$

而 $q \ll 2$ 可忽略, 这样式 (13-22) 可简化为

$$\frac{T}{T_m} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad (13-23)$$

这就是三相异步电动机机械特性的实用公式。

(二) 实用公式的使用

从式 (13-23) 可以看出, 必须先知道最大转矩及临界转差率才能计算机械特性。而额定输出转矩可以通过额定功率和额定转速计算, 在实际应用中, 忽略空载转矩, 近似认为 $T_N = T_{2N}$ 。过载倍数 λ 可从产品目录中查到, 故 $T_m = \lambda T_N$ 便可确定。

下面再推导临界转差率 s_m 的计算公式。若用额定工作点的 s_N 和 T_N 代入式 (13-23), 得到

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{2}{\frac{s_N}{s_m} + \frac{s_m}{s_N}} \quad (13-24)$$

解式 (13-24) 得

$$s_m = s_N (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) \quad (13-25)$$

当电动机工作在人为机械特性上, 未给出额定运行点, 这时可将任一已知工作点的负载转矩 T_L 和转差率 s 代入式 (13-23), 求出临界转差率 s_m 的表达式

$$\frac{T_L}{T_m} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad (13-26)$$

$$\frac{T_L}{\lambda T_N} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad (13-27)$$

解式 (13-27), 得这种情况下最大转矩对应的转差率

$$s_m = s \left[\lambda \frac{T_N}{T_L} + \sqrt{\lambda^2 \left(\frac{T_N}{T_L} \right)^2 - 1} \right]$$

当电动机在额定负载范围内运行时, $0 < s < s_N$, $s_N = 0.01 \sim 0.05$, 也就是说 $\frac{s_m}{s} \gg \frac{s}{s_m}$, $\frac{s}{s_m}$ 可忽略, 则式 (13-23) 变为

$$T = \frac{2T_m s}{s_m} \quad (13-28)$$

经过以上简化, 使三相异步电动机的机械特性呈线性变化关系, 使用起来更为方便。但是, 式 (13-28) 只能用于转差率在 $s_N \geq s > 0$ 的范围内。在这个条件下, 把额定工作点的值代入式 (13-28) 得到对应于最大转矩的转差率 s_m 为

$$s_m = 2\lambda s_N$$

【例 13-4】 已知一台三相异步电动机, 额定功率 $P_N = 150\text{kW}$, 额定电压 $U_N = 380\text{V}$, 额定转速 $n_N = 1460\text{r/min}$, 过载能力 $\lambda = 2.4$ 。当转子回路不串入电阻时:

- (1) 求其机械特性的实用表达式;
- (2) 问电动机能否带动额定负载起动。

解 (1) 根据已知数据, 电机的额定转矩为

$$T_N = 9550 \frac{P_N}{n_N} = 9550 \times \frac{150}{1460} = 981.2 (\text{N} \cdot \text{m})$$

最大转矩为

$$T_m = \lambda T_N = 2.4 \times 981.2 = 2355 (\text{N} \cdot \text{m})$$

额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0.027$$

临界转差率为

$$s_m = s_N (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0.027 \times (2.4 + \sqrt{2.4^2 - 1}) = 0.124$$

转子串电阻的实用表达式为

$$T = \frac{2T_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} = \frac{2 \times 2355}{\frac{s}{0.124} + \frac{0.124}{s}} = \frac{4710}{\frac{s}{0.124} + \frac{0.124}{s}}$$

(2) 电机开始启动时, $s=1$, $T=T_s$, 代入所求实用表达式得

$$T_s = \frac{4710}{\frac{1}{0.124} + \frac{0.124}{1}} = 575 (\text{N} \cdot \text{m})$$

因为 $T_s < T_N$, 故电动机不能拖动额定负载启动。

【例 13-5】 一台三相绕线型异步电动机, 已知额定功率 $P_N=150\text{kW}$, 额定电压 $U_N=380\text{V}$, 额定频率 $f_N=50\text{Hz}$, 额定转速 $n_N=1460\text{r/min}$, 过载能力 $\lambda=2.3$ 。求电动机的转差率 $s=0.02$ 时的电磁转矩及拖动恒转矩负载 $860\text{N} \cdot \text{m}$ 时电动机的转速。

解 (1) 额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0.027$$

临界转差率为

$$s_m = s_N (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0.027 \times (2.3 + \sqrt{2.3^2 - 1}) = 0.118$$

额定转矩为

$$T_N = 9550 \frac{P_N}{n_N} = 9550 \times \frac{150}{1460} = 981.2 (\text{N} \cdot \text{m})$$

当 $s=0.02$ 时的电磁转矩

$$T = \frac{2T_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} = \frac{2 \times 2.3 \times 981.2}{\frac{0.02}{0.118} + \frac{0.118}{0.02}} = 743.6 (\text{N} \cdot \text{m})$$

(2) 求电磁转矩为 $860\text{N} \cdot \text{m}$ 时的转差率 s' , 已知

$$T = \frac{2\lambda T_N}{\frac{s'}{s_m} + \frac{s_m}{s'}}$$

代入数据, 得到

$$860 = \frac{2 \times 2.3 \times 981.2}{\frac{s'}{0.118} + \frac{0.118}{s'}}$$

求出 $s'=0.0234$ (另一解为 0.596 , 不合理, 舍去)

电动机转速为

$$n = n_1(1 - s') = 1500 \times (1 - 0.0234) = 1465 (\text{r/min})$$

第三节 三相异步电动机的工作特性及参数测定

一、三相异步电动机的工作特性

异步电动机在运行中的性能,常用一些特性曲线来表示。除了异步电动机的机械特性曲线之外,还有异步电动机的工作特性。三相异步电动机的工作特性是指电机在额定电压和额定频率下运行时,转子转速 n 、输出转矩 T_2 、定子电流 I_1 、效率 η 、定子功率因数 $\cos\varphi_1$ 随输出功率 P_2 而变化的关系。

三相异步电动机的工作特性曲线如图 13-6 所示。

(一) 转速特性 $n = f(P_2)$

三相异步电动机空载时,转子的转速接近同步转速。随着负载的增加,转速略微下降,这时转子感应电动势增加,转子电流增大,相应地电磁转矩也增大,以便与负载转矩相平衡。所以,随着 P_2 的增加,转速特性是一条略微下降的曲线。

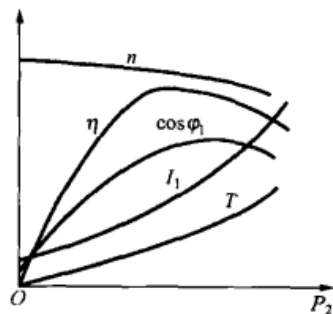


图 13-6 异步电动机的工作特性曲线

(二) 定子电流特性 $I_1 = f(P_2)$

当三相异步电动机空载运行时,转子电流差不多为零,定子电流近似为励磁电流。随着输出功率 P_2 的增加,转子电流增大,定子电流也相应增大。所以其特性曲线是一条从 I_0 逐渐增大的曲线,当输出功率 P_2 超过额定功率之后,转子电流增大较快,定子电流也相应增大较快。

(三) 定子功率因数特性 $\cos\varphi_1 = f(P_2)$

三相异步电动机运行时必须从电网中吸取无功功率,这是因为异步电动机的励磁电流必须由电源提供,故它的功率因数永远小于 1。空载时,定子功率因数很低,不超过 0.2。当负载增大时,定子电流中的有功分量增加,使功率因数提高,当接近额定负载时,功率因数最高。如果负载继续增大,由于转差率的增加,使 φ_1 增大,功率因数开始减小。

(四) 电磁转矩特性 $T = f(P_2)$

稳定运行时异步电动机的转矩方程为

$$T = T_2 + T_0$$

输出功率 $P_2 = T_2\Omega$, 所以

$$T = \frac{P_2}{\Omega} + T_0$$

当电动机空载时,电磁转矩 $T = T_0$ 。随着负载增加, P_2 增大,由于机械角速度 Ω 变化不大,电磁转矩 T 随 P_2 的变化近似地为一 条直线。

(五) 效率特性 $\eta = f(P_2)$

根据

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{\sum p}{P_2 + \sum p}$$

异步电动机空载时, 输出功率 $P_2=0$, 效率 η 也为 0, 随着 P_2 的增加, 效率 η 也增加。电动机从空载到额定负载运行, 因主磁通和转速变化较小, 所以铁损耗和机械损耗变化不大, 这两部分损耗合起来叫不变损耗。而定、转子铜损耗分别与定、转子电流平方成正比, 它们随负载变化较大, 叫可变损耗。可以证明, 当不变损耗等于可变损耗时, 电动机效率最高。对中、小型异步电动机, 当输出功率 $P_2=0.75P_N$ 左右时, 效率最高。如果负载继续增大, 效率反而要下降。一般来说, 电动机容量越大, 效率越高。

三相异步电动机的工作特性可以用直接负载法测出来, 也可以利用电动机的等效电路间接地计算出来。

用直接负载法求异步电动机的工作特性, 需要测出电动机的定子电阻 R_1 、铁损耗 p_{Fe} 和机械损耗 p_m , 这些参数可从电动机的空载试验中得到。直接负载试验是在电源为额定电压 U_N 和额定频率 f_N 的条件下, 给电动机轴上加上机械负载, 测量不同负载下的输入功率 P_1 、定子电流 I_1 和电动机转速 n , 即可算出各个工作特性, 并画出曲线来。

若用等效电路求异步电动机的工作特性, 需要通过试验测出异步电动机的参数, 测出机械损耗和附加损耗, 然后间接地计算出电动机的工作特性。

二、三相异步电动机参数的测定

利用三相异步电动机的等效电路, 可以方便地计算异步电动机的运行特性。但是, 在异步电机的铭牌上或产品说明书里并没有给出等效电路上各个参数 R_1 、 X_1 、 R'_2 、 X'_2 、 R_m 和 X_m 的数值, 所以需要通过做试验, 求出它们的大小。其中定子绕组每相电阻 R_1 的测定比较简单, 可以通过直流伏安法或电桥量测出来。而其他参数则要通过做空载和堵转试验求出。

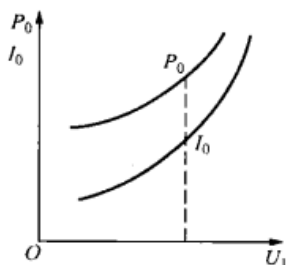


图 13-7 异步电动机的空载特性

(一) 空载试验

空载试验的目的是为了测励磁参数 R_m 、 X_m 、机械损耗和铁损耗。试验时, 电动机的转轴上不带任何负载, 把电动机的定子绕组接到频率为额定的三相对称电源上, 当电源电压为额定值时, 让电动机空载运行一段时间, 使其机械损耗达到稳定。然后用三相调压器改变加在电动机定子绕组的电压, 从 $(1.1 \sim 1.3) U_N$ 开始, 逐渐降低电压, 直至电动机的转速开始出现明显变化为止。试验过程中应记录电动机的端电压 U_1 、空载电流 I_0 、空载功率 P_0 和电动机转速 n , 并画成曲线。图 13-7 所示曲线即为异步电动机的空载特性曲线。

异步电动机空载运行时, 转子转速接近同步转速, 转差率 s 很小, 转子电流很小, 转子的铜损耗可忽略不计。在这种情况下, 定子输入的功率 P_0 消耗在定子电阻 R_1 的铜损耗 $3I_0^2 R_1$ 、铁损耗 p_{Fe} 、机械损耗 p_m 和空载附加损耗 p_{ad} 中, 即

$$P_0 = 3I_0^2 R_1 + p_{Fe} + p_m + p_{ad} \quad (13-29)$$

从输入功率 P_0 中减去定子铜损耗 $3I_0^2 R_1$, 并用 P'_0 表示, 得

$$\begin{aligned} P'_0 &= P_0 - 3I_0^2 R_1 \\ &= p_{Fe} + p_m + p_{ad} \end{aligned} \quad (13-30)$$

式 (13-30) 中, 机械损耗 p_m 的大小与电压 U_1 无关, 只要电动机的转速不变或变化不大时, 就认为是常数, 而铁损耗 p_{Fe} 和空载附加损耗 p_{ad} 可认为与磁密的平方成正比, 因而

也就近似地看成与电动机端电压 U_1 的平方成正比。于是, 把 P'_0 对 U_1^2 的关系画成曲线, 如图 13-8 所示。把图 13-8 中曲线延长与纵坐标轴交于 O' 点, 过 O' 作一条水平虚线。其中, 水平虚线与横坐标之间的部分是机械损耗 p_m , 曲线与水平虚线之间的部分就是 $p_{Fe} + p_{ad}$ 。

由定子加额定电压时测得的 I_0 和 P_0 , 可以算出

$$Z_0 = \frac{U_1}{I_0}$$

$$R_0 = \frac{P_0 - p_m}{3I_0^2}$$

$$X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}$$

式中: P_0 为测得的三相功率; I_0 、 U_1 分别为测得的相电流和相电压。

电动机空载运行时, $s \approx 0$, 从图 12-22 所示的 T 形等效电路中可以看出, 这时转子回路

$$\frac{1-s}{s} R'_2 \approx \infty$$

可得

$$X_0 = X_m + X_1 \quad (13-31)$$

式 (13-31) 中的 X_1 可从堵转试验中测出, 于是, 励磁电抗为

$$X_m = X_0 - X_1$$

励磁电阻则为

$$R_m = R_0 - R_1$$

(二) 堵转试验

三相异步电动机的堵转试验又叫短路试验。笼型转子本身已短路, 如果是绕线型异步电机, 应把转子绕组短路。试验时, 需把电动机转子卡住, 不使其转动。为了在做堵转试验时不出现过电流, 只能对定子绕组加低电压, 一般约从 $0.4U_N$ 开始, 然后逐渐降低电压。试验过程中应记录定子绕组端电压 U_1 、定子电流 I_{1k} 和定子输入三相功率 P_{1k} 。根据试验的数据画出异步电动机的堵转特性 $I_{1k} = f(U_1)$ 和 $P_{1k} = f(U_1)$, 如图 13-9 所示。

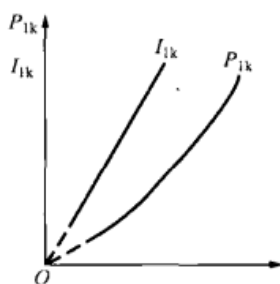


图 13-9 异步电动机的堵转特性

从图 12-19 所示的转子短路并堵转时的等效电路可以看出, 由于电源电压 U_1 较低, 故励磁电流 I_0 很小, 等效电路的励磁支路可以忽略, 同时电机的铁损耗很小也可忽略, 即 $p_{Fe} = 0$, 由于转子不转, 机械损耗 $p_m = 0$ 。所以, 定子输入功率 P_{1k} 都消耗在定、转子的电阻上, 即

$$P_{1k} = 3I_{1k}^2 R_1 + 3I_2'^2 R_2'$$

由于 $I_0 \approx 0$, 则有

$$I_1 = I' = I_{1k}$$

所以

$$P_{1k} = 3I_{1k}^2 (R_1 + R_2')$$

根据短路试验测得的数据, 可以算出短路阻抗 Z_k 、短路电阻 R_k 和短路电抗 X_k , 即

$$Z_k = \frac{U_1}{I_{1k}}$$

$$R_k = \frac{P_{1k}}{3I_{1k}^2}$$

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}$$

其中

$$R_k = R_1 + R'_2$$

$$X_k = X_1 + X'_2$$

从 R_k 减去定子电阻 R_1 ，即得 R'_2 。对于 X_1 和 X'_2 ，在大、中型异步电动机中，可认为

$$X_1 \approx X'_2 \approx \frac{X_k}{2}$$

本章小结

异步电动机的电磁转矩是转子电流与主磁通作用产生的。电磁转矩可用三个不同的形式表达，即物理表达式、参数表达式和实用公式。由于三种表达式的形式不同，所以用途也不同。物理表达式适用于定性分析 T 与 Φ_1 及 $\Phi_1 I_2 \cos\varphi_2$ 间的关系；参数表达式可分析参数变化对电动机运行性能的影响；实用公式最适合工程计算。

异步电动机是将电能转换成机械能的装置，应了解能量转换过程中功率平衡和转矩平衡的关系。电动机输出是机械功率，因此电磁转矩是一个关键物理量，其数学表达式为

$$T = \frac{3pU_1^2 \frac{R'_2}{s}}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]}$$

当端电压及频率不变时，电磁转矩 T 与转差率 s （或转速 n ）之间的关系曲线称为机械特性，它是反映异步电动机运行性能的重要曲线，又称为 $T-s$ 曲线，其中额定运行点、最大转矩点和起动点最具代表性，本章着重讨论了额定运行点和稳定工作范围，最大转矩和过载能力等。机械特性分固有机械特性和人为机械特性。前者是在额定电压、额定频率下，按规定方式接线，定子和转子外接电阻为零时的机械特性。人为机械特性是人为改变电源参数或改变电动机参数而得到的机械特性。电压降低的机械特性，转矩随电压平方倍降低。转子串电阻的机械特性，临界转差率 s_m 随所串电阻的加大而加大，最大转矩 T_m 不变。机械特性是电动机的重要特性，可以用它来研究电动机的各种运行状态，也是生产机械选择电动机的依据。

异步电动机的工作特性是指随着负载变化，其转速、输出转矩、定子电流、功率因数、效率等的变化曲线。从使用的观点看，效率和功率因数是重要的性能指标，通过损耗分析和运行参数分析，以提高异步电动机经济运行的水平，达到节能的目的。

异步电动机与变压器相似，同样可通过空载试验和堵转试验测出异步电动机等效电路的参数。等效电路如实全面地反映了异步电动机内部的电流、功率、转矩关系，在拖动系统中常用它来计算异步电动机的各种运行特性。

思 考 题

- 13 - 1 三相异步电动机电磁转矩的三种表达形式及其应用如何?
- 13 - 2 何为三相异步电动机的固有机机械特性和人为机械特性?
- 13 - 3 在三相异步电动机的机械特性上,当转差率增加到 $s > 1$ 以后,假设转差率继续增大不受限制,分析当转差率趋于无限大时,电流和转矩的变化规律。
- 13 - 4 当三相异步电动机的电源电压、电源频率、转子电阻、转子电抗、定子电阻或定子电抗发生变化时,对同步转速、临界转差率和起动转矩有何影响?

习 题

13 - 1 已知某三相异步电动机,产品目录中的铭牌数据为:额定功率 $P_N = 10\text{kW}$, 额定电压 $U_N = 380\text{V}$, 起动电流倍数 $I_s/I_N = 7$, 起动转矩倍数 $K_T = 1.4$, 过载能力 $\lambda = 2$, 满载时,额定转速 $n_N = 1450\text{r/min}$, 额定电流 $I_N = 20\text{A}$, 额定效率 $\eta_N = 87.5\%$, 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.87$ 。试计算该三相异步电动机的机械特性。

13 - 2 一台三相 6 极异步电动机,额定数据为: $U_N = 380\text{V}$, $f_1 = 50\text{Hz}$, $P_N = 7.5\text{kW}$, $n_N = 962\text{r/min}$, $\cos\varphi_N = 0.827$, 定子绕组 Δ 接。定子铜损耗 470W , 铁损耗 234W , 机械损耗 45W , 附加损耗 80W 。计算在额定负载时的转差率、转子电流频率、转子铜损耗、效率及定子电流。

13 - 3 一台三相 8 极异步电动机数据为: $P_N = 260\text{kW}$, $U_N = 380\text{V}$, $f_1 = 50\text{Hz}$, $n_N = 722\text{r/min}$, 过载能力 $\lambda = 2.13$ 。求:

- (1) 额定转差率;
- (2) 额定转矩;
- (3) 最大转矩;
- (4) 最大转矩对应的转差率;
- (5) $s = 0.02$ 时的电磁转矩。

13 - 4 一台三相 8 极异步电动机数据为: $P_N = 50\text{kW}$, $U_N = 380\text{V}$, $f_1 = 50\text{Hz}$, 额定负载时的转差率为 0.025 , 过载能力 $\lambda = 2$ 。

- (1) 用转矩的实用公式求最大转矩对应的转差率;
- (2) 求转子的转速。

第十四章 三相异步电动机的起动、调速与制动

第一节 异步电动机的起动性能要求

异步电动机的转速从零加速到稳定运行转速的过程,称为起动。衡量异步电动机起动性能的好坏主要从起动电流、起动转矩、起动过程的平滑性、起动时间及经济性等方面来考虑,其中最主要的是起动电流和起动转矩的大小。

一、起动电流不能太大

异步电动机起动时 $n=0$, $s=1$ 。由简化等效电路可知,刚起动时的转子电流为

$$I'_{2s} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R'_2)^2 + (X_1 + X'_2)^2}} = \frac{U_1}{Z_k}$$

起动时若忽略励磁电流,则定子从电网吸收的起动电流近似为 $I_{1s} = I'_{2s} = \frac{U_1}{Z_k}$,可见,起动电流很大。一般电动机的起动电流倍数为 $K_1 = \frac{I_{1s}}{I_{1N}}$,对于普通笼型三相异步电动机, $K_1 = 4 \sim 7$ 。

较大的起动电流造成的影响如下:

(1) 对供电变压器和其他负载的影响。异步电动机起动时,变压器提供较大的起动电流,会使供电变压器输出电压下降。如果变压器额定容量相对于电动机额定功率大得多时,电动机的起动电流不会使变压器输出电压下降多少。如果变压器额定容量相对不够大时,电动机较大的起动电流会使变压器输出电压短时间下降幅度较大,超过了正常规定值。例如,短时间使电压下降大于 10% 或更大。电压短时间下降就会影响到由同一台配电变压器供电的其他负载。如其他运行着的异步电动机可能会过载甚至停转,照明灯会突然变暗等。显然,这是不允许的。所以,当供电变压器额定容量相对电动机额定功率不是足够大时,三相异步电动机不允许在额定电压下直接起动,需要采取措施减小起动电流。

(2) 对电动机本身的影响。异步电动机起动时较大的起动电流引起电压下降,对电动机本身也会有不良影响,因电压太低会使电动机起动转矩下降很多,当负载较重时,电动机可能起动不了。通常,异步电动机起动过程时间很短,短时间过大的电流,从发热角度来看,电动机本身是可以承受的。但是,对于起动频繁的异步电动机,过大的起动电流会使电动机内部过热,导致电机的温升过高。因此,从这个角度来讲也需要采取相应措施,减小起动电流的影响。

二、要有足够的起动转矩

起动转矩可用转矩的物理表达式 $T = C_T \Phi_1 I_2 \cos \varphi_2$ 说明。因为起动电流大,定子绕组阻抗压降变大,电压为定值,则感应电动势将减小,主磁通 Φ_1 将减小;又因 $R'_2 < X'_2$, 起动时的功率因数 $\cos \varphi_2 = \frac{R'_2}{\sqrt{R'^2_2 + X'^2_2}}$ 很小,所以起动转矩不是很大。

异步电动机起动时电流和转矩的特性曲线如图 14-1 中曲线 1、2 所示。

电动机启动时,要求启动转矩大于等于负载转矩的1.1~1.2倍,即 $T_s \geq (1.1 \sim 1.2) T_L$,电动机才能正常启动。如启动转矩不足,将使启动时间拖长,由于启动电流大,启动时间长将使电动机绕组严重发热,降低电动机的绝缘寿命,对于重载启动将遇到困难。异步电动机的启动转矩倍数 $K_T = 0.8 \sim 1.2$,说明异步电动机的启动转矩并不大。为此,必须采取人为措施改善其启动性能。

此外,还要求启动设备简单,价格低廉,便于操作及维护。

异步电动机的启动方法有:直接启动、降压启动、绕线型异步电动机的转子串电阻启动等。

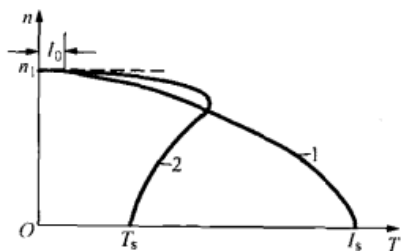


图 14-1 异步电动机直接启动时的电流和转矩特性

第二节 笼型转子异步电动机的启动

一、直接启动

三相异步电动机直接启动是指电动机直接加额定电压,定子回路不串任何电器元件时的启动。

直接启动是最简单的启动方法。启动时用闸刀开关、磁力起动器或接触器将电动机定子绕组直接接到额定电压的三相交流电源上。

对于一般小型笼型异步电动机,如果电源容量足够大,则应尽量采用直接启动方法。对于某一电网,可按照下列经验公式计算来决定是否允许大容量电动机直接启动。

$$K_1 = \frac{I_{1s}}{I_{1N}} \leq \frac{1}{4} \left[3 + \frac{\text{电源总容量(kVA)}}{\text{电动机额定功率(kW)}} \right] \quad (14-1)$$

电动机的启动电流倍数 K_1 小于电网允许的启动电流倍数,才允许直接启动,否则应采用降压启动。一般容量在 7.5kW 以下的小容量笼型异步电动机都可以直接启动。随电网容量的加大,允许直接启动的电动机容量也变大。

二、降压启动

如果电动机容量较大,超出式(14-1)给定的范围,就不能直接启动。若电动机是轻载启动,启动时的主要矛盾就是限制启动电流,可以采用降压启动。降压启动的方法有下述几种。

(一) 定子串接电抗器启动

这种方法启动时定子回路串电抗器,启动后切除电抗器,进入正常运行。启动时定子回路中串电抗器使电机绕组的实际电压降低,从而减小启动电流。

三相异步电动机直接启动时,其每相等效电路如图 14-2 (a) 所示,电源电压 \dot{U}_1 直接加在短路阻抗 $Z_k = R_k + jX_k$ 上。定子边串入电抗 X 启动时,每相等效电路如图 14-2 (b) 所示, \dot{U}_1 加在 $jX + Z_k$ 上,而 Z_k 上的电压是 \dot{U}'_1 。定子边串电抗启动可以理解为增大定子边电抗值,也可以理解为降低定子实际所加电压,其目的是减小启动电流。

根据图 14-2 (b) 所示等效电路,可以得出

$$\dot{U}_1 = \dot{I}'_{1s} (Z_k + jX)$$

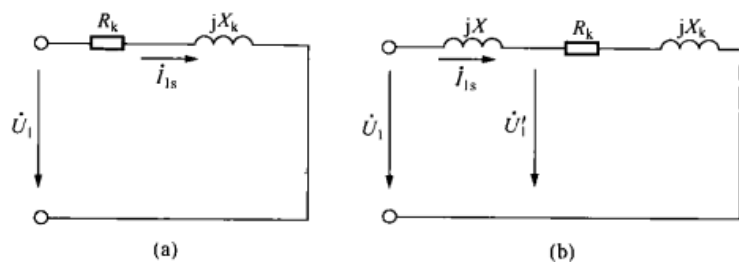


图 14-2 定子串电抗起动时的等效电路

$$\dot{U}'_1 = \dot{I}'_{1s} Z_k$$

三相异步电动机直接起动时转功率因数很低,这是由于电动机短路阻抗 $R_k + jX_k$ 中 $X_k \approx Z_k$ 所致,一般地说 $X_k > 0.9Z_k$ 。因此,串电抗起动时,可以近似把 Z_k 看成是电抗性质,把 Z_k 的模直接与 X 相

加,而不考虑阻抗角,这样误差不大。设串电抗时电动机定子电压与直接起动时电压比值为 u , 则

$$\begin{aligned} \frac{U'_1}{U_1} &= u = \frac{Z_k}{Z_k + X} \\ \frac{I'_{1s}}{I_{1s}} &= \frac{U'_1}{U_1} = u = \frac{Z_k}{Z_k + X} \\ \frac{T'_s}{T_s} &= \left(\frac{U'_1}{U_1} \right)^2 = u^2 = \left(\frac{Z_k}{Z_k + X} \right)^2 \end{aligned}$$

上面三个关系式中的电压、电流均为相值,换成线值后为

$$\left. \begin{aligned} \frac{U'}{U_N} &= u = \frac{Z_k}{Z_k + X} \\ \frac{I'_s}{I_s} &= u = \frac{Z_k}{Z_k + X} \\ \frac{T'_s}{T_s} &= u^2 = \left(\frac{Z_k}{Z_k + X} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (14-2)$$

显然,定子串电抗器起动,降低了起动电流,但却使起动转矩降低得更多。因此,定子串电抗器起动,只能用于空载和轻载。

实际工程中,往往已知线路允许电动机起动电流的大小 I' , 再计算电抗 X 的大小。由式 (14-2) 可以推导计算电抗 X 的公式为

$$X = \frac{1-u}{u} Z_k \quad (14-3)$$

其中短路阻抗为

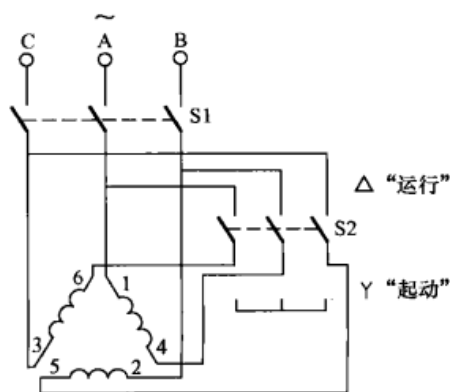
$$Z_k = \frac{U_N}{\sqrt{3}I_s} = \frac{U_N}{\sqrt{3}K_1 I_N}$$

若定子回路串电阻起动,也属于降压起动,也可以降低起动电流。但由于外串的电抗上有较大的有功功率损耗,特别对中型、大型异步电动机更不经济,因此这里不予介绍。

(二) 星形—三角形 (Y— Δ) 起动

星形—三角形起动适用于正常运行时定子绕组为 Δ 接法的电动机。起动时先接成 Y 接,起动后再改接成 Δ 接。起动接线图如图 14-3 所示。

起动时,把开关 S2 合向下边,电动机定子绕组

图 14-3 Y— Δ 起动接线图

Y 接, 电动机开始转动, 当转速升高到一定程度后, 将开关 S2 从下边断开合向上边, 定子绕组换为 Δ 接, 电动机进入正常运行。

电动机直接启动时, 定子绕组 Δ 接, 如图 14-4 (a) 所示, 每相绕组上的电压 $U_1 = U_N$, 每相启动电流为 I_Δ 。启动时线电流为 $I_s = \sqrt{3}I_\Delta$ 。采用 Y- Δ 启动, 启动时定子绕组 Y 接, 每相绕组上的电压为

$$U'_1 = \frac{U_1}{\sqrt{3}} = \frac{U_N}{\sqrt{3}}$$

每相启动电流 I_Y 与直接启动每相电流 I_Δ 关系为

$$\frac{I_Y}{I_\Delta} = \frac{U'_1}{U_1} = \frac{U_N/\sqrt{3}}{U_N} = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

启动的线电流 I'_s 为

$$I'_s = I_Y = \frac{1}{\sqrt{3}}I_\Delta$$

则

$$\frac{I'_s}{I_s} = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}}I_\Delta}{\sqrt{3}I_\Delta} = \frac{1}{3} \quad (14-4)$$

式 (14-4) 说明, 虽然 Y- Δ 启动时其相电压和相电流与直接启动时相比都降低到原来的 $\frac{1}{\sqrt{3}}$, 但是对供电变压器造成冲击的启动电流却降低到直接启动时的 $\frac{1}{3}$ 。

设直接启动和 Y- Δ 启动时的启动转矩分别为 T_s 、 T'_s , 则

$$\frac{T'_s}{T_s} = \left(\frac{U'_1}{U_1}\right)^2 = \frac{1}{3} \quad (14-5)$$

式 (14-5) 表明, Y- Δ 启动时电动机启动转矩降低到直接启动时的 $\frac{1}{3}$ 。

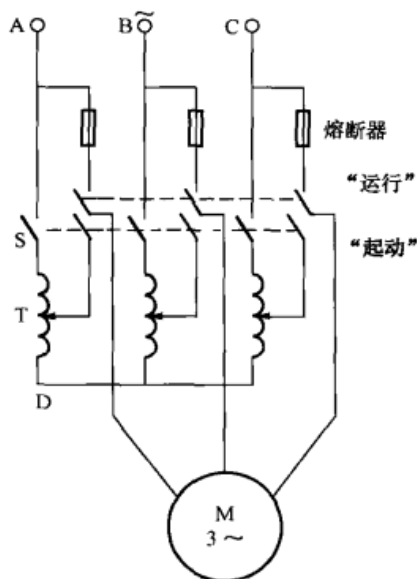


图 14-5 自耦变压器降压启动接线图

Y- Δ 启动方法的优点是设备简单, 只需一个 Y- Δ 启动器。它体积小, 质量轻, 价格便宜, 不易损坏, 维修方便。缺点是启动电压不能调节, 只适用于正常运行时定子绕组为 Δ 接的异步电动机, 而且定子绕组要引出 6 个出线端, 对于高压电动机有一定的困难, 由于启动转矩小, 只适合于空载或轻载启动。

(三) 自耦变压器降压启动

自耦变压器也称为启动补偿器。三相笼型异步电动机采用自耦变压器降压启动接线图如图 14-5 所示。启动时, 开关 S 合向启动一侧, 定子绕组通过自耦变压器接到三相电源上, 待电动机的转速升高到一定程度后, 再将开关 S 合向运行一侧, 自耦变压器被切除, 电动机定子绕组直接接到三相电源上, 电动机进入正常运行。

自耦变压器降压启动时, 其一相电路如图 14-5 所

示, 起动时加在定子绕组上的电压与直接起动时额定电压的关系为

$$\frac{U'}{U_N} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{K_A}$$

式中: K_A 为自耦变压器的变比。

降压起动时电动机的起动电流 I_s'' 与直接起动电流 I_s 的关系为

$$\frac{I_s''}{I_s} = \frac{U'}{U_N} = \frac{1}{K_A}$$

自耦变压器一、二次侧的电流关系为

$$\frac{I_s'}{I_s''} = \frac{1}{K_A}$$

因此降压起动与直接起动相比, 供电变压器的起动电流的关系为

$$\frac{I_s'}{I_s} = \frac{1}{K_A^2} \quad (14-6)$$

式 (14-6) 表明, 采用自耦变压器降压起动, 虽然电动机定子电压下降到直接起动时的 $\frac{1}{K_A}$ 倍, 但是对电源造成的冲击电流却只有直接起动时的 $\frac{1}{K_A^2}$ 倍。

自耦变压器起动时的起动转矩 T_s' 与直接起动时的起动转矩 T_s 关系为

$$\frac{T_s'}{T_s} = \left(\frac{U_1'}{U_1}\right)^2 = \frac{1}{K_A^2} \quad (14-7)$$

式 (14-7) 表明, 采用自耦变压器降压起动时, 电动机的起动转矩也只有直接起动时的 $\frac{1}{K_A^2}$ 倍。

起动用的自耦变压器, 备有几个抽头可供选择。例如, QJ₂ 型有三种抽头, 分别为 55% (即 $\frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{K_A} = 55\%$)、64%、73%, QJ₃ 型也有三种抽头, 分别为 40%、60%、90%。

自耦变压器降压起动, 比起定子串电抗起动, 当限定的起动电流相同时, 起动转矩损失较少; 比起 Y—△ 起动, 有几种抽头供选用比较灵活; 在起动次数少, 容量较大的笼型异步电动机上应用较为广泛。缺点是自耦变压器体积大, 价格高, 维修麻烦, 而且不允许频繁起动, 也不能带重负载起动。

【例 14-1】 有一台笼型三相异步电动机, $P_N = 28\text{kW}$, \triangle 接, $U_N = 380\text{V}$, $I_N = 58\text{A}$, $\cos\varphi_N = 0.88$, $n_N = 1455\text{r/min}$, 起动电流倍数 $K_I = 6$, 起动转矩倍数 $K_T = 1.1$, 过载能力 $\lambda = 2.3$ 。供电变压器要求起动电流 $\leq 150\text{A}$, 负载起动转矩为 $73.5\text{N}\cdot\text{m}$ 。请选择一个合适的降压起动方法, 写出必要的计算数据。(若采用自耦变压器降压起动, 抽头有 55%、64%、73% 三种, 需要算出用哪个抽头; 若采用定子串电抗起动, 需要算出电抗的具体数值; 能用 Y—△ 起动方法时, 不用其他方法。)

解 电动机的额定转矩为

$$T_N = 9550 \frac{P_N}{n_N} = 9550 \times \frac{28}{1455} = 183.78 (\text{N}\cdot\text{m})$$

正常起动要求起动转矩不小于 $1.1T_L = 1.1 \times 73.5 = 80.85 (\text{N}\cdot\text{m})$ 。

(1) 校核能否采用 Y—△ 起动方法。

Y—△ 起动时的起动电流为

$$I'_s = \frac{1}{3} I_s = \frac{1}{3} \times 6 \times 58 = 116(\text{A}) < 150(\text{A})$$

Y—△启动时的启动转矩为

$$T'_s = \frac{1}{3} T_s = \frac{1}{3} \times 1.1 \times 183.78 = 67.39(\text{N} \cdot \text{m}) < 80.85(\text{N} \cdot \text{m})$$

故不能采用 Y—△启动。

(2) 校核能否采用定子串电抗启动方法。

变压器限定的最大启动电流为 150A, 则串电抗启动最大启动转矩为

$$T''_s = \left(\frac{I'_s}{I_s} \right)^2 T_s = \left(\frac{150}{6 \times 58} \right)^2 \times 1.1 \times 183.78 = 37.4(\text{N} \cdot \text{m}) < 80.85(\text{N} \cdot \text{m})$$

故不能采用定子串电抗降压启动方法。

(3) 校核能否采用自耦变压器降压启动。

抽头为 55% 时, 启动电流和启动转矩分别为

$$I'_{s1} = 0.55^2 I_s = 0.55^2 \times 6 \times 58 = 105.27(\text{A}) < 150(\text{A})$$

$$T'_{s1} = 0.55^2 T_s = 0.55^2 \times 1.1 \times 183.78 = 61.15(\text{N} \cdot \text{m}) < 80.85(\text{N} \cdot \text{m})$$

故不能采用此抽头;

抽头为 64% 时, 启动电流和启动转矩分别为

$$I'_{s2} = 0.64^2 I_s = 0.64^2 \times 6 \times 58 = 142.5(\text{A}) < 150(\text{A})$$

$$T'_{s2} = 0.64^2 T_s = 0.64^2 \times 1.1 \times 183.78 = 82.8(\text{N} \cdot \text{m}) > 80.85(\text{N} \cdot \text{m})$$

故可以采用 64% 的抽头进行启动;

抽头为 73% 时, 启动电流为

$$I'_{s3} = 0.73^2 I_s = 0.73^2 \times 6 \times 58 = 185.45(\text{A}) > 150(\text{A})$$

不能采用, 启动转矩不必计算。

第三节 绕线转子异步电动机的启动

绕线转子三相异步电动机在正常运行时, 转子上的三相绕组通过滑环彼此短接。如果在转子绕组短接的情况下启动电动机, 定、转子绕组中将产生较大的电流, 而且启动时转子回路的功率因数很低, 启动转矩较小, 往往不能满足启动要求。为了改善启动特性, 通常采用转子回路串电阻启动或转子串频敏变阻器启动两种方法。

一、转子回路串电阻启动

由前面分析可知, 绕线型三相异步电动机转子回路串电阻, 一方面可以减小启动电流, 另一方面可以增加启动转矩, 当串入某一合适电阻时, 即 $R'_2 + R' = X_1 + X'_2$, 还能使 $T_s = T_m$, 即启动转矩达到最大转矩。

为了使整个启动过程中尽量保持较大的启动转矩, 可采用逐级切除启动电阻的转子串电阻分级启动, 如图 14-6 (a) 所示。启动电阻的切换应使启动转矩保持在所设定的启动转矩最大值与启动转矩最小值之间变动, 启动转矩最大值 T_1 一般取 $0.85T_m$ 左右, 启动转矩最小值 T_2 又称切换转矩, 应大于 $(1.1 \sim 1.2) T_L$, 如图 14-6 (b) 所示。根据图 14-6 所示的转子串电阻分级启动接线图与机械特性曲线, 分析其启动过程如下:

(1) 接触器 K1、K2、K3 断开, 此时, 转子每相串入启动电阻 $(R' + R'' + R''')$, 电动机

定子接额定电压开始起动, 起动点为机械特性曲线 3 上的 a 点, 起动转矩为 T_1 , $T_1 < T_m$ 。

(2) 电动机转速上升到 b 点时, 电动机的电磁转矩 $T = T_2$ ($> T_L$), 为了加大电磁转矩以加速起动过程, 接触器触点 K3 闭合, 切除起动电阻 R''' , 忽略异步电动机的电磁惯性, 只考虑拖动系统的机械惯性, 电动机运行点从 b 点移动到机械特性曲线 2 上的 c 点, 该点上电动机的电磁转矩 $T = T_1$ 。

(3) 电动机转速继续上升到 d 点, $T = T_2$, 接触器触点 K2 闭合, 又切除起动电阻 R'' , 电动机运行点从 d 点移到机械特性曲线 1 上的 e 点, 该点上电动机的电磁转矩 $T = T_1$ 。

(4) 电动机转速又继续上升, 到达 f 点时, $T = T_2$, 接触器触点 K1 闭合, 又切除起动电阻 R' , 电动机运行点从 f 点移到固有机械特性曲线 0 上的 g 点, 该点上电动机的电磁转矩 $T = T_1$ 。

(5) 电动机转速继续上升, 经过 h 点, 最后稳定运行在 j 点。

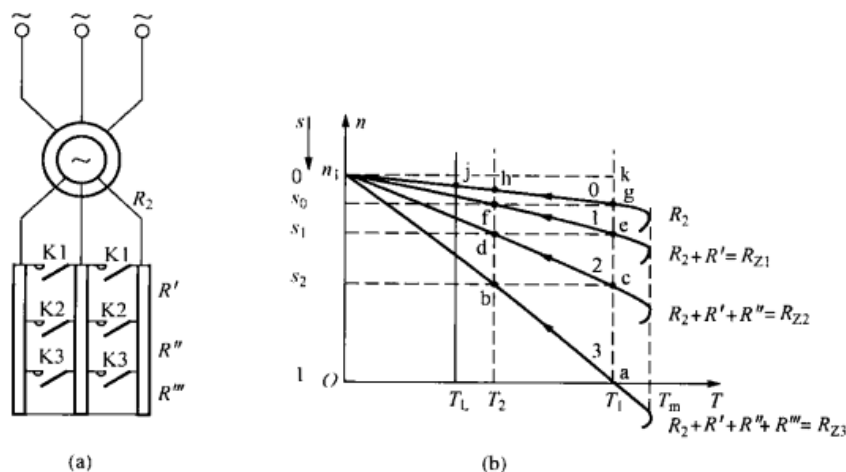


图 14-6 绕线型三相异步电动机转子串电阻分级起动

(a) 接线图; (b) 机械特性

上述起动过程中, 转子回路的外串电阻分三级切除, 故称为三级起动。接触器触点 K1 闭合时, 转子绕组便被直接短路。为了在电动机运行时, 减小电刷在滑环上的摩擦, 起动次数不多的大容量绕线型异步电动机, 常装有提刷装置, 在起动结束后, 将电刷举起, 同时把滑环直接短路。当电动机停止转动时, 应把电刷重新放下, 并将外串的起动电阻全部接入, 以便下次重新起动。

下面介绍起动电阻的计算, 为了计算方便, 将异步电动机机械特性曲线线性化。由图 14-6 (b) 可以看出, 在同一条机械特性曲线上, 例如固有机械特性曲线, 可得到

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{s_g}{s_h}; \quad \frac{T_1}{T_N} = \frac{s_g}{s_j} = \frac{s_g}{s_N}$$

同理

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{s_a}{s_b}; \quad \frac{T_1}{T_2} = \frac{s_c}{s_d}; \quad \frac{T_1}{T_2} = \frac{s_e}{s_f}$$

其中 $s_b = s_c$, $s_d = s_e$, $s_f = s_g$ 。

另外, 在不同机械特性曲线之间, 当 T 不变时有以下关系

$$\frac{s_a}{s_c} = \frac{R_{Z3}}{R_{Z2}}$$

同理

$$\frac{s_c}{s_e} = \frac{R_{Z2}}{R_{Z1}}; \quad \frac{s_e}{s_g} = \frac{R_{Z1}}{R_2}$$

令启动转矩比 $\frac{T_1}{T_2} = \alpha$, 则根据以上分析, 可以得出

$$\frac{R_{Z3}}{R_{Z2}} = \frac{R_{Z2}}{R_{Z1}} = \frac{R_{Z1}}{R_2} = \alpha$$

则启动时各级电阻为

$$\left. \begin{aligned} R_{Z1} &= \alpha R_2 \\ R_{Z2} &= \alpha R_{Z1} = \alpha^2 R_2 \\ R_{Z3} &= \alpha R_{Z2} = \alpha^3 R_2 \end{aligned} \right\} \quad (14-8)$$

如果已知 α , 就可以利用式 (14-8) 求出 R_{Z1} 、 R_{Z2} 、 R_{Z3} 的值。然后, 再进一步求出分级切换的各段电阻

$$\left. \begin{aligned} R' &= R_{Z1} - R_2 = (\alpha - 1)R_2 \\ R'' &= R_{Z2} - R_{Z1} = \alpha(\alpha - 1)R_2 = \alpha R' \\ R''' &= R_{Z3} - R_{Z2} = \alpha R'' \end{aligned} \right\} \quad (14-9)$$

其中转子绕组每相电阻 R_2 可以从绕线型异步电动机的铭牌数据近似求出。

绕线型异步电机转子绕组通常为 Y 接, 转子额定电压为 E_{2N} , 转子额定电流为 I_{2N} , 电动机额定运行的转差率为 s_N , 电动机额定运行时转子每相阻抗为

$$Z_{2s} = \frac{s_N E_{2N}}{\sqrt{3} I_{2N}} = |R_2 + j s_N X_2|$$

由于 s_N 很小, 可认为 $R_2 \gg s_N X_2$, 因此

$$R_2 \approx \frac{s_N E_{2N}}{\sqrt{3} I_{2N}} \quad (14-10)$$

由式 (14-8) 可得

$$\alpha = \sqrt[3]{\frac{R_{Z3}}{R_2}} = \sqrt[3]{\frac{s_a}{s_g}} = \sqrt[3]{\frac{s_a}{T_1 s_N / T_N}} = \sqrt[3]{\frac{T_N}{T_1 s_N}} \quad (14-11)$$

如果启动级数为 m , 那么其一般形式为

$$\alpha = \sqrt[m]{\frac{T_N}{T_1 s_N}} \quad (14-12)$$

若启动级数 m 已知, 并给定最大启动转矩 T_1 (一般取 $0.85 T_m$), 利用式 (14-12) 求出 α , 然后校验切换转矩 $T_2 = T_1 / \alpha$ 是否大于或等于 $(1.1 \sim 1.2) T_L$, 不满足则需要修改 T_1 或 m , 直至 T_2 的值合适为止。

二、转子串频敏变阻器启动

对于单纯为了限制启动电流, 增大启动转矩的绕线型异步电动机, 可以采用转子串频敏变阻器启动。在电动机启动过程中, 频敏变阻器的阻值能随着转子转速的升高而自动减小, 做到自动变阻, 使电动机启动平稳。绕线型异步电动机转子串频敏变阻器启动接线如图 14-7 所示, 接触器触点 K 断开时, 电动机转子串入频敏变阻器启动。启动过程结束后, 接触器触点 K 再闭合, 切除频敏变阻器, 电动机进入正常运行。

频敏变阻器实际上是一个三相铁心线圈, 它的铁心是由实心的铁板或钢板叠成, 板的厚

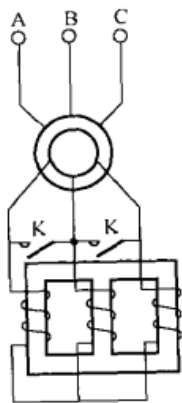


图 14-7 绕线型三相异步电动机串频敏变阻器启动

度为 30~50mm。每一相的等效电路与变压器空载运行时的等效电路是一致的，忽略线圈漏阻抗，该电路为励磁电阻 R_P 和励磁电抗 X_P 串联组成，即励磁阻抗 $Z_P = R_P + jX_P$ 。但是它与普通变压器励磁阻抗不同：一是频敏变阻器在较高频率时，如在 50Hz 时其励磁电阻 R_P 大于励磁电抗 X_P 。这是因为在设计频敏变阻器时，铁心中的磁密取得较高，铁心处于饱和状态，因此励磁电抗 X_P 较小，并且铁心是厚铁板或厚钢板叠成，其磁滞与涡流损耗很大，频敏变阻器单位质量铁损耗，比普通变压器要大几百倍，因此励磁电阻 R_P 较大。二是频敏变阻器的励磁阻抗比普通变压器的励磁阻抗小得多。这样，串接在转子回路中，既限制了起动电流，又不至于使起动电流过小而减小了起动转矩。

三相异步电动机启动时 $s=1$ ，转子电流的频率为 50Hz，频敏变阻器励磁阻抗 Z_P 中的 $R_P > X_P$ ，因此转子回路主要是串入了电阻 R_P ，这样既限制了电动机起动电流，又提高了电动机的起动转矩。

随着转速升高，转子电流的频率 f_2 逐渐降低，频敏变阻器的铁损耗与 f_2 的平方成正比，因而铁损耗逐渐减小，电阻 R_P 也就减小，电抗 X_P 与 f_2 成正比，它也随 f_2 的降低而减小。所以，频敏变阻器的 Z_P 在起动过程中自动减小，而使电动机在起动过程中保持较大的电磁转矩。电动机起动结束后， $f_2 = sf_1$ 很低，因而 Z_P 很小，频敏变阻器自动不起作用，这时可通过闭合接触器触点 K 予以切除。

【例 14-2】 有一台绕线型三相异步电动机，其有关技术数据为： $P_N = 40\text{kW}$ ， Δ 接， $U_N = 380\text{V}$ ， $n_N = 1460\text{r/min}$ ， $E_{2N} = 420\text{V}$ ， $I_{2N} = 61.5\text{A}$ ， $\lambda = 2.6$ 。起动时负载转矩 $T_L = 0.75T_N$ ，求转子串电阻三级起动的起动电阻。

解 额定转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0.027$$

转子每相电阻

$$R_2 \approx \frac{s_N E_{2N}}{\sqrt{3} I_{2N}} = \frac{0.027 \times 420}{\sqrt{3} \times 61.5} = 0.106(\Omega)$$

最大起动转矩

$$T_1 \leq 0.85\lambda T_N = 0.85 \times 2.6 T_N = 2.21 T_N$$

取 $T_1 = 2.21 T_N$ 。

起动转矩比

$$\alpha = \sqrt[m]{\frac{T_N}{s_N T_1}} = \sqrt[3]{\frac{T_N}{0.027 \times 2.21 T_N}} = 2.56$$

校核切换转矩 T_2 ，有

$$T_2 = \frac{T_1}{\alpha} = \frac{2.21 T_N}{2.56} = 0.863 T_N$$

$$1.1 T_L = 1.1 \times 0.75 T_L = 0.825 T_N$$

$T_2 > 1.1 T_L$ ，合适。

各级起动时转子回路总电阻

$$R_{Z1} = \alpha R_2 = 2.56 \times 0.106 = 0.271(\Omega)$$

$$R_{Z2} = \alpha^2 R_2 = 2.56^2 \times 0.106 = 0.695(\Omega)$$

$$R_{Z3} = \alpha^3 R_2 = 2.56^3 \times 0.106 = 1.778(\Omega)$$

各级起动时转子回路外串起动电阻

$$R' = R_{Z1} - R_2 = 0.271 - 0.106 = 0.165(\Omega)$$

$$R'' = R_{Z2} - R_{Z1} = 0.695 - 0.271 = 0.424(\Omega)$$

$$R''' = R_{Z3} - R_{Z2} = 1.778 - 0.695 = 1.083(\Omega)$$

第四节 深槽和双笼型三相异步电动机

为了克服普通笼型异步电动机起动电流大、起动转矩小的缺点,可通过改进笼型结构来改善起动性能。这类电动机有深槽异步电动机和双笼型异步电动机。

一、深槽式异步电动机

深槽式笼型异步电动机的转子槽形窄而深,其深度与宽度之比为 10~20,而普通笼型异步电动机槽深和槽宽之比不超过 5。当转子导条中有电流流过时,槽中漏磁通分布如图 14-8(a)所示。槽底部分导条链着的磁通比槽口部分导条链着的要多。

在电动机开始起动时, $s=1$, 转子电流的频率 $f_2 = sf_1 = f_1$ 为电源频率,漏磁通也以此频率交变着,转子漏抗较大。因此起动时,有 $X_2 \gg R_2$, 在感应电动势的作用下,转子导条中的电流分布主要取决于 X_2 , 而此时槽底部分的漏电抗比槽口部分的漏电抗要大得多,所以槽导条中的电流分布极不均匀,电流主要集中在槽口部分,这就是电流的集肤效应或趋表效应,其电流密度的分布如图 14-8(b)中的曲线 1 所示。

电流集中在槽口部分的结果,就相当于减小了导条的有效高度和截面积,增大了转子绕组电阻 R_2 。因此,在刚起动时具有较大的起动转矩。

随着转速的升高,转子电流的频率逐渐降低,集肤效应逐渐减弱,转子电阻逐渐减小,直至电动机进入正常运行时, s 很小,转子电流频率也很低,转子漏抗 $X_{2s} = sX_2$ 变得很小, $sX_2 \ll R_2$, 此时转子电流分布主要取决于转子电阻,这样转子电流在导条内的分布趋于均匀,集肤效应不明显,如图 14-8(b)中的曲线 2 所示。转子导条的电阻自动变回到正常运行值,所以正常运行时电机的转差率仍较小,也不会增加转子铜损耗和降低电机的效率。深槽式笼型异步电动机的机械特性如图 14-9 所示,其中曲线 1 是普通笼型的,曲线 2 为深槽式的。

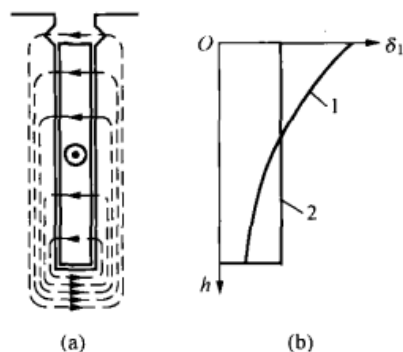


图 14-8 深槽式异步电动机

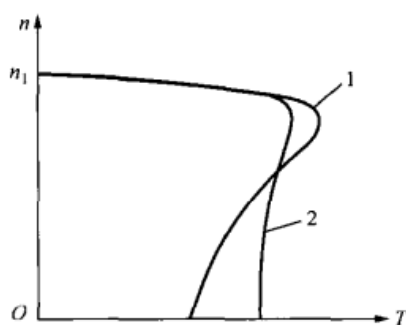


图 14-9 深槽式异步电动机的机械特性曲线

深槽式异步电动机转子槽漏抗较大,功率因数稍低,最大转矩倍数也相对稍小些。

二、双笼型异步电动机

双笼型异步电动机的转子上有两套鼠笼,如图14-10所示。上层鼠笼导条截面小,用黄铜制成,其电阻率较高,电阻较大;下层鼠笼导条截面大,用紫铜制成,其电阻率较低,电阻较小。上、下笼可以合用一个端环,也可以各自有自己的端环。当电动机运行时,导条里有交流电流通过,下笼链着的漏磁通多,所以漏电抗较大;上笼链着的漏磁通少,其漏电抗较小。

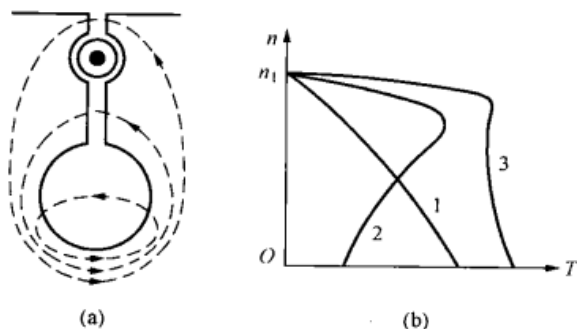


图 14-10 双笼型异步电动机

电动机刚起动时,转子电流的频率较高,导条里的电流分配主要取决于电抗。下笼漏电抗大、电流小,上笼电抗小、电流大。由于上笼电阻大,所以这时电动机有较大的起动转矩。由于上笼在起动时起主要作用,所以上笼又叫做起动笼。起动结束进入正常运行时,转子电流的频率很低,转子漏电抗很小,电流的分配主要取决于电阻,下笼电阻比上笼小,电流主要流经下笼。下笼在正常运行时起主要作用,

因此下笼又叫运行笼。上、下笼各自的机械特性曲线如图14-10(b)中的曲线1、2所示,这两条曲线的合成曲线3,就是双笼型异步电动机的机械特性。

双笼型异步电动机的转子漏电抗比普通单笼型异步电动机大,其功率因数稍低,最大转矩也稍低,但电机的效率却相差不多。和深槽式电动机相比,只要改变上笼和下笼的参数,便可以灵活地得到所需要的机械特性,而且双笼型电动机的机械强度较好,适用于高转速大容量的异步电动机。

第五节 三相异步电动机的调速

三相异步电动机的优点是结构简单、价格便宜、运行可靠、维护方便,在工农业等生产部门大量使用。从调速方面来看,它虽然也能调速,但实现起来比较困难,而且调速性能不如直流电动机。然而,近年来随着电力电子技术、微电子技术、自动控制技术和计算机技术的发展,异步电动机交流调速系统有了飞跃的发展,打破了过去直流拖动在调速领域中的统治地位。由于交流调速系统克服了直流电机结构复杂、应用环境受限制、维护困难等缺点,充分发挥交流电机本身结构简单、运行可靠、动态响应好等优点,所以异步电动机交流调速系统将在更多的领域中得到广泛的应用。并且随着交流调速技术的不断提高,交流调速性能可以做到和直流机的调速性能一样好,甚至在某些方面优于直流调速系统。

异步电动机转速的表达式为

$$n = n_1(1-s) = \frac{60f_1}{p}(1-s)$$

由此可以看出,异步电动机有三种基本的调速方法:

- (1) 变频调速: 改变电源频率 f_1 ;
- (2) 变极调速: 改变定子绕组的极对数 p ;
- (3) 变转差率调速: 改变电动机的转差率 s 。

改变转差率可以由改变外施电压、在转子回路串外加电阻或外加电动势等方法来实现。此外,还有不属于上述基本调速方法的,如电磁调速电动机等。

下面将分别讨论异步电动机几种常用的调速方法。

一、变频调速

变频调速是通过改变电源频率来改变电动机的同步转速,使转子转速随之变化。这种方法调速范围宽、精度高、效率也较高,且能无级调速,但是需要有专有的变频电源,应用上受到一定限制。近年来,随着电力电子技术的发展,变频器性能提高,价格降低,已成为交流调速中发展最快、使用最广的方法之一。

把电机的额定频率称为基频,变频调速可以从基频向下调,也可从基频向上调。

(一) 从基频向下变频调速

三相异步电动机运行时,定子漏阻抗压降很小。因此,电动机定子每相电压

$$U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 N_1 k_{d1} \Phi_1$$

当降低电源频率 f_1 时,如果 U_1 保持不变,势必造成 Φ_1 增加,电动机磁路过于饱和,励磁电流会急剧增加,电动机无法运行。所以,在降低电源频率 f_1 时,必须同时降低电源电压。降低 U_1 有两种控制方式。

1. 保持 $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$

降低电源频率 f_1 的同时,保持 $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$,则 Φ_1 保持不变。这是恒磁通控制方式。

在这种变频调速过程中,电动机的电磁转矩为

$$\begin{aligned} T &= \frac{P_M}{\Omega_1} = \frac{m_1 I_2'^2 \frac{R_2'}{s}}{\frac{\omega}{P}} = \frac{m_1 p}{2\pi f_1} \left[\frac{E_2'}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_2'^2}} \right]^2 \frac{R_2'}{s} \\ &= \frac{m_1 p f_1}{2\pi} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{\frac{R_2'}{s}}{\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_2'^2} = \frac{m_1 p f_1}{2\pi} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{1}{\frac{R_2'}{s} + \frac{s X_2'^2}{R_2'}} \end{aligned} \quad (14-13)$$

式(14-13)是保持 $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$ 的变频调速机械特性方程式。将式(14-13)对 s 求导,并令 $\frac{dT}{ds} = 0$,可得产生最大转矩时的临界转差率 s_m

$$s_m = \frac{R_2'}{X_2'} \quad (14-14)$$

将式(14-14)代入式(14-13)即得最大转矩

$$T_m = \frac{m_1 p}{4\pi} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{f_1}{X_2'} = \frac{m_1 p}{4\pi} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{1}{2\pi L_2'} \quad (14-15)$$

式中: L_2' 为转子静止时转子一相绕组漏电感系数折合值, $X_2' = 2\pi f_1 L_2'$ 。

最大转矩处的转速降为

$$\Delta n_m = s_m n_1 = \frac{R_2'}{X_2'} \frac{60 f_1}{p} = \frac{R_2'}{2\pi L_2'} \frac{60}{p} \quad (14-16)$$

从式 (14-15)、式 (14-16) 可以看出, 当改变频率时, 若保持 $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$, 则 T_m 和 Δn_m 与 f_1 无关, 那么不同频率时的各条机械特性曲线相互平行, 硬度相同。

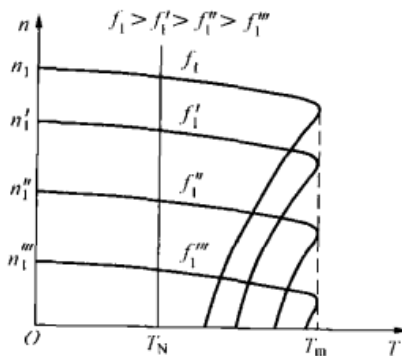


图 14-11 保持 $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$ 时变频调速的机械特性

由式 (14-13) 画出的机械特性曲线如图 14-11 所示。这种调速方法与他励直流电动机降低电源电压调速相似, 其优点为: 机械特性较硬, 在一定的转差率要求下, 调速范围宽, 低速运行时稳定性好。由于频率可以连续调节, 可实现无级调速, 调速平滑性好, 电动机在正常负载运行时转差率 s 较小, 转子铜损耗小, 效率高, 属恒转矩调速方式。

下面分析这种调速方法属于恒转矩调速方式的理由。

当 $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$, 变频调速时电动机电磁转矩用式

(14-13) 表示, 若 $T = \text{常数}$, 即

$$T = \frac{m_1 p f_1}{2\pi} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{\frac{R'_2}{s}}{\left(\frac{R'_2}{s} \right)^2 + X_2'^2} = \text{常数}$$

则

$$\frac{f_1 \frac{R'_2}{s}}{\left(\frac{R'_2}{s} \right)^2 + X_2'^2} = C \quad (14-17)$$

其中 C 为常数。那么又有 $f_1 \frac{R'_2}{s} = C \left(\frac{R'_2}{s} \right)^2 + C X_2'^2$, 则

$$s = \frac{f_1 R'_2 + \sqrt{(f_1 R'_2)^2 - 4C(2\pi f_1 L_2')^2 R_2'^2}}{2C(2\pi f_1 L_2')^2} = \frac{K}{f_1} \quad (14-18)$$

其中 $K = \frac{R'_2 + \sqrt{(R'_2)^2 - 4C(2\pi L_2')^2 R_2'^2}}{2C(2\pi L_2')^2} = \text{常数}$ 。

式 (14-18) 所示结果说明, 当 $T = \text{常数}$, 可得 $s \propto \frac{1}{f_1}$ 。这是因为 $s = \frac{\Delta n}{n_1}$, 而 $n_1 \propto f_1$, Δn 则由于各条机械特性是互相平行的, 对同一个 T , Δn 相等, 所以 $s \propto \frac{1}{f_1}$ 。

根据 $s = \frac{K}{f_1}$ 的结论, $\frac{E_1}{f_1} = k$ (常数) 的变频调速中, 在 T 不变时, 转子电流

$$I_2' = \frac{E_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s} \right)^2 + X_2'^2}} = \frac{k f_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_2 f_1}{K} \right)^2 + (2\pi f_1 L_2')^2}} = \text{常数}$$

因此, $T = T_N$, $I_2' = I_{2N}$, $I_1 = I_{1N}$, 为恒转矩调速方式。

2. 保持 $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$

降低频率调速过程中, 如果保持 $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$, 则每极磁通 $\Phi_1 \approx \text{常数}$, 即近似属于恒磁通

控制方式。其电磁转矩 T 、最大转矩 T_m 和对应的临界转差率 s_m 为

$$T = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R'_2}{s}}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]} = \frac{m_1 p \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 \frac{f_1 \frac{R'_2}{s}}{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2} \quad (14-19)$$

$$T_m = \frac{1}{2} \frac{m_1 p U_1^2}{2\pi f_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}]} = \frac{1}{2} \frac{m_1 p \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 \frac{f_1}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}}}{\quad} \quad (14-20)$$

$$s_m = \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \quad (14-21)$$

式 (14-21) 表明, 最大转矩 T_m 将随 f_1 的降低而减小。在接近额定频率 f_N 时, $R_1 \ll (X_1 + X'_2)$, 随着 f_1 的减小, T_m 下降不多, 但是, 当 f_1 较低时, $(X_1 + X'_2)$ 比较小, R_1 相对变大了, 随着 f_1 的下降, T_m 将明显减小。

保持 $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$, 降低频率调速的机械特性如图 14-12 所示。图 14-12 中虚线部分是保持 $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$ 的机械特性, 显然保持 $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$ 时的机械特性不如保持 $\frac{E_1}{f_1} = \text{常数}$ 时的机械特性, 特别是在低频时 T_m 下降较多, 所以电动机在低速运行时, 可能会带不动负载。

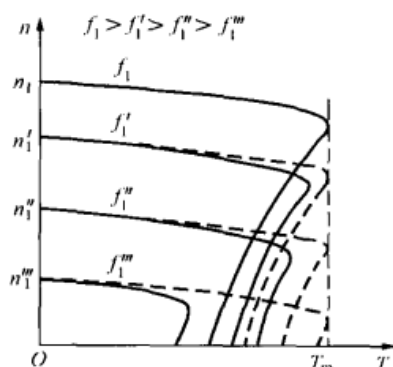


图 14-12 保持 $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$ 时变频调速的机械特性

保持 $\frac{U_1}{f_1} = \text{常数}$ 降低频率调速近似为恒转矩调速方式。

(二) 从基频向上变频调速

从基频向上升高频率调速时, 由于升高电源电压 U_1 是不允许的, 只能保持电压为 $U_1 = U_N$ 不变, 频率 f_1 越高, 磁通 Φ_1 越小, 是一种降低磁通升速的调速方法, 类似于他励直流电动机的弱磁调速。

保持 $U_1 = U_N$ 不变升高频率时, 电动机的电磁转矩 T 、最大转矩 T_m 和临界转差率 s_m 分别为

$$T = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R'_2}{s}}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]}$$

$$T_m = \frac{1}{2} \frac{m_1 p U_1^2}{2\pi f_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}]} \approx \frac{1}{2} \frac{m_1 p U_1^2}{2\pi f_1 (X_1 + X'_2)} \propto \frac{1}{f_1^2}$$

$$s_m = \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}} \approx \frac{R'_2}{X_1 + X'_2} = \frac{R'_2}{2\pi f_1 (L_1 + L'_2)} \propto \frac{1}{f_1}$$

可见, 频率越高时 T_m 越小, s_m 也减小。保持 $U_1 = U_N$ 不变升频调速的机械特性如图 14-13 所示。

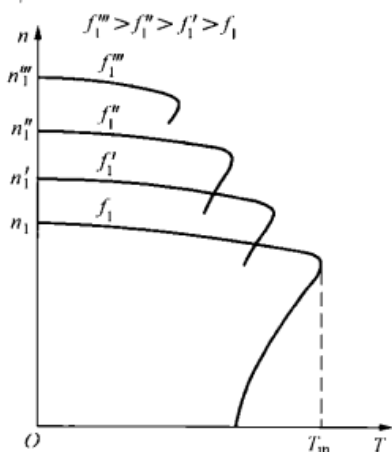


图 14-13 保持 U_N 恒定，
升高频率时的机械特性

在升频调速过程中，若保持定子电流 I_1 不变，则不同频率下 s 变化不大，可近似认为不变，因此 $P_M = \text{常数}$ ，可近似看成恒功率调速方式。

综上所述，三相异步电动机变频调速具有以下几个特点：

- (1) 从基频向下调速，为恒转矩调速方式；从基频向上调速，近似为恒功率调速方式；
- (2) 机械特性基本平行，特性较硬，调速范围大，转速稳定性好；
- (3) 运行时 s 小，转差功率损耗小，效率高；
- (4) 频率 f_1 可连续调节，能实现无级调速。

异步电动机变频调速的电源是一种能调压的变频装置，近年来，多采用由晶闸管元件或自关断的功率晶体管器件组成的变频器。变频调速已经在很多领域内获得广泛应用，如轧钢机、辊道、纺织机、球磨机、鼓风机及化工企业中的某些设备等。随着生产技术水平不断提高，变频调速必将获得更大的发展。

二、变极调速

改变三相异步电动机的极对数 p ，可以改变同步转速 n_1 ，从而使转速得到调节。

笼型异步电动机极对数的改变，是通过改变定子绕组的接线方式来实现的。图 14-14 所示为三相异步电动机定子 A 相绕组的接线图及产生的磁极数。A 相绕组为两个等效集中线圈正向串联组成，即 AX 绕组为 $a1x1$ 与 $a2x2$ 头尾串联而成，如图 14-14 (a) 所示。当 AX 绕组流过电流时，它产生的磁极数是 4 极的，如图 14-14 (b) 所示。

如果把图 14-14 中的接线方式改变一下，A 相绕组不再是两个线圈正向串联，而变成反向串联，即 AX 为 $a1x1$ 与 $a2x2$ 反向串联而成，如图 14-15 (a) 所示。或者把两个线圈变成反向并联，即 AX 为 $a1x1$ 与 $a2x2$ 反向并联，如图 14-15 (b) 所示。改变接线的 AX 绕组流过电流时，它产生的磁极数是 2 极的，如图 14-15 (c) 所示。

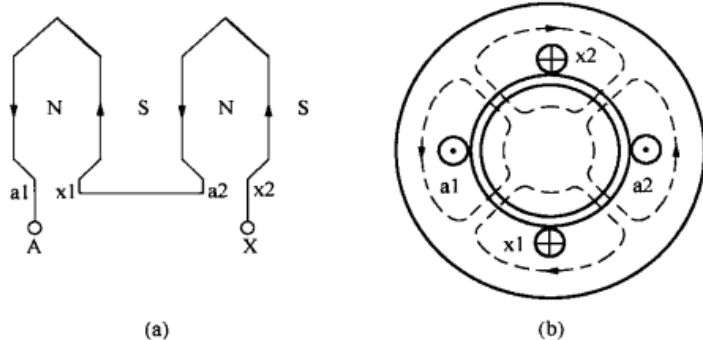


图 14-14 4 极三相异步电动机定子 A 相绕组

实际上，三相绕组的接线方式都是相同的。变极时，三相绕组应同时换接。另外，从电流流动方向来看，变极时，A 相绕组中有半相绕组的电流改变方向。因此可以看出，三相笼型异步电动机的定子绕组，如果把每相绕组中的半相绕组的电流改变方向，则电动机的极对数便成倍变化，同步转速也成倍改变，电机运行的转速也接近成倍变化。

绕线型异步电动机转子极对数不能自动地随定子极对数变化，而同时改变定、转子绕组极对数又比较麻烦，因此绕线型异步电动机一般不采用变极调速。

还需指出，为了保证变极调速前后电动机的转向不变，当改变定子绕组的接线时，必须

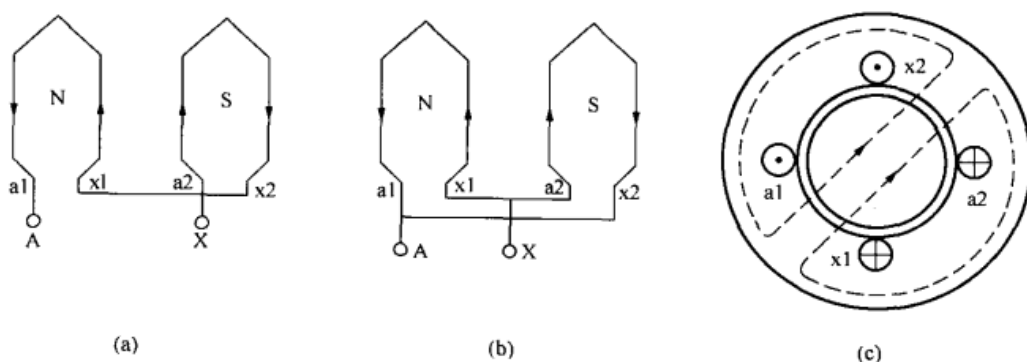


图 14-15 2 极三相异步电动机定子 A 相绕组

同时改变电源的相序。这是因为在电机定子的圆周上，空间电角度=极对数 $p \times$ 空间机械角度。例如，当极对数 $p=1$ 时 A、B、C 三相绕组在空间分布的电角度依次为 0 、 $\frac{2\pi}{3}$ 、 $\frac{4\pi}{3}$ ；而当极对数 $p=2$ 时，A、B、C 三相绕组在空间分布的电角度则依次为 0 、 $\frac{4\pi}{3}$ 、 $\frac{8\pi}{3}$ 。这就说明，极对数改变后，三相绕组在空间电角度排列的相序改变了，如果三相绕组的接线端子连接的电源相序没变，则三相绕组产生的合成旋转磁动势将反向，因而电机转速也跟着反向。所以在改变定子绕组接线的同时，要改变电源的相序，以保证变极调速时电机转向一致。

笼型异步电动机改变定子绕组的接法很多，其中最常用的有两种：一种是从星形改成双星形，写作 Y/YY，如图 14-16 (a) 所示；另一种是从三角形改成双星形，写作 Δ /YY，如图 14-16 (b) 所示。

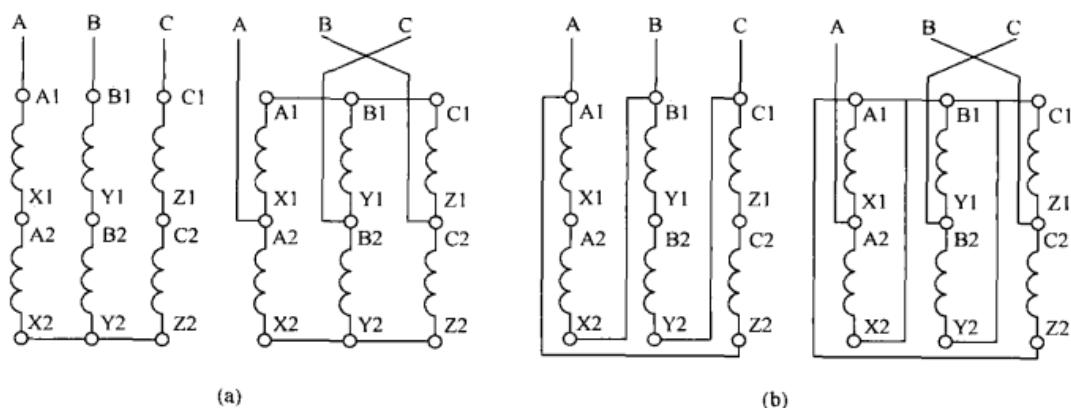


图 14-16 三相变极绕组的两种接法

(a) Y/YY 接法；(b) Δ /YY 接法

上述两种接线都能使电动机极数减少一半，但不同接法电动机的允许输出不同。

假设电网线电压为 U_1 ，每相绕组中电流为 I_N 。当接成星形时，每相电压为 $U_1/\sqrt{3}$ ，每相电流为 I_N ，所以电动机的输出功率为

$$P_Y = 3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} I_N \eta \cos \varphi_1 \quad (14-22)$$

改成双星形后，若保持支路电流不变，则每相电压为 $U_1/\sqrt{3}$ ，每相电流为 $2I_N$ ，假定 $\cos \varphi_1$ 和 η 不变，电动机的输出功率为

$$P_{YY} = 3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} 2I_N \eta \cos \varphi_1 \quad (14-23)$$

改接前后的输出功率之比为

$$\frac{P_{YY}}{P_Y} = \frac{3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} 2I_N \eta \cos \varphi_1}{3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} I_N \eta \cos \varphi_1} = 2 \quad (14-24)$$

这说明由 Y 改成 YY 后, 转速提高一倍, 输出功率也提高一倍, 然而转矩 $T = 9550 \frac{P}{n}$ 不变, 所以此接法适用于恒转矩负载的调速, 其机械特性曲线如图 14-17 (a) 所示。

对于 Δ 改成 YY 接法, Δ 接时输出功率为

$$P_{\Delta} = 3U_1 I_N \eta \cos \varphi_1 \quad (14-25)$$

改成 YY 后, 假定 $\cos \varphi_1$ 和 η 不变, 输出功率为

$$P_{YY} = 3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} 2I_N \eta \cos \varphi_1 \quad (14-26)$$

改接前后的输出功率之比为

$$\frac{P_{YY}}{P_{\Delta}} = \frac{3 \frac{U_1}{\sqrt{3}} 2I_N \eta \cos \varphi_1}{3U_1 I_N \eta \cos \varphi_1} = 1.15 \quad (14-27)$$

式 (14-27) 说明改接后输出功率变化很小, 转速提高了, 转矩就要相应地减小, 适用于恒功率负载的调速, 其机械特性曲线如图 14-17 (b) 所示。

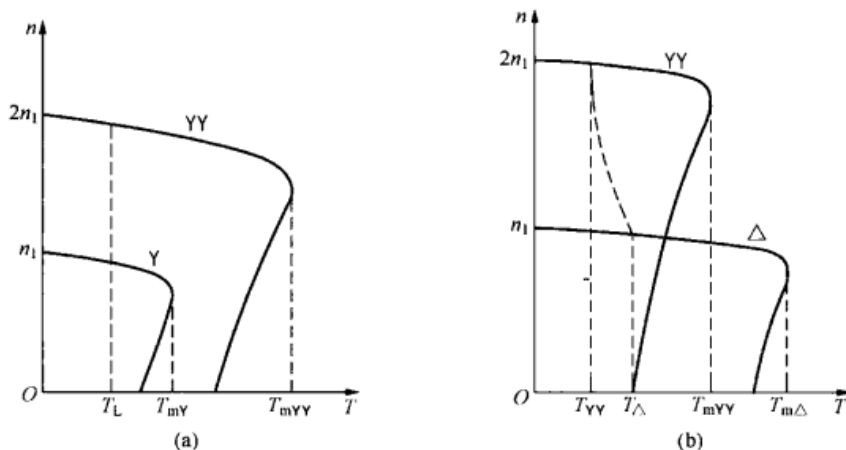


图 14-17 变极调速机械特性曲线

YD 系列电动机即为变极多速电动机。该系列电机采用改变绕组的接法来变换电动机的极数和输出功率。在生产中可以选用 YD 系列多速电动机, 简化变速系统, 并能节省电能。

三、降低电源电压调速

由式 (13-14) 可知, 三相异步电动机电磁转矩与定子每相电压的平方成正比, 即 $T \propto U_1^2$, 因此降低电压时电磁转矩要成平方关系减小。若电动机拖动恒转矩负载, 降低电压调速的特性, 如图 14-18 所示。a 点为固有机械特性上的运行点, b 点为降低电压的运行点, $n_b < n_a$, 但调速范围较小。若电动机拖动通风机类负载, 降压调速有较好的调速效果, 如图

14-18 (a) 中曲线 2 所示。

定子电压较低时, 最大转矩 T_m 减小很多, 即使有稳定工作点, 其过载能力也很低, 负载稍有波动, 电机就会停转。因此, 对于恒转矩负载, 降低定子电压调速方法几乎没有什么实用价值。对于通风机负载, 调速范围虽然较大, 但在低转速时, 磁通 Φ_1 较小, $\cos\varphi_1$ 降低, 转子电流 I_2 较大, 转子的铜损耗增大, 电机发热严重, 因此电动机不能在低速下长期运行。

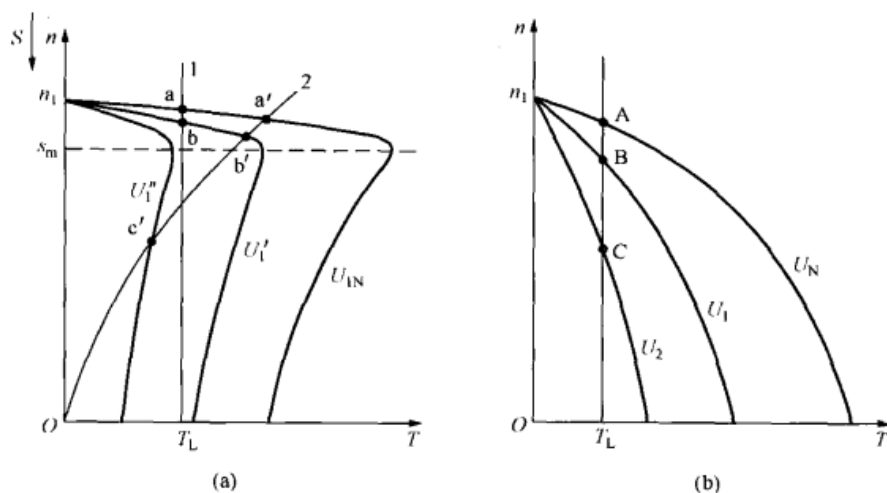


图 14-18 异步电动机降压调速

如果要求电动机拖动恒转矩负载并且有较宽的调速范围, 则应选用高转差率电动机, 其机械特性曲线如图 14-18 (b) 所示。要得到图 14-18 (b) 所示机械特性曲线, 对绕线型异步电动机, 可以在其转子回路里串电阻; 对笼型异步电动机, 可以采用电阻率高的黄铜条制作笼型转子。但这种软特性的电机, 在高速运行时, 由于转差率比普通电机的大, 运行效率较低; 低速运行时, 由于降低了供电电压, 为保持恒转矩负载, 需要更大的电流。除效率降低外, 还存在着过热问题。为解决电机内部发热问题, 近年来开始采用热管冷却技术。如将电机转轴和热管做成一体, 转子产生的热量先传至热管轴, 然后经热管轴冷却段的散热翅, 由冷却风扇将热量带走。

另外, 在低速运行时, 如图 14-18 (b) 中的 C 点, 由于机械特性很软, 工作点不易稳定, 即负载转矩或供电电压稍有波动, 都会引起转速有较大的变化, 甚至无法工作。为了提高降压调速机械特性的硬度, 可采用速度闭环控制系统, 系统原理图如图 14-19 (a) 所示, 其调速机械特性如图 14-19 (b) 所示。

该系统的工作原理是: 将反映给定转速的电压 u^* 与反映电机转速的反馈电压 u 进行比较, 得偏差电压 Δu , 经速度调节器输出控制电压 u_c , 再经触发器输出晶闸管的控制角 α , 且 u_c 增大, α 角减小。此角的大小, 决定了双向晶闸管的输出电压, α 角小, 则输出电压高。

当电动机运行于图 14-19 (b) 所示的 A 点时, 负载转矩为 T_{L1} , 系统处于平衡状态。当负载转矩变为 T_{L2} 时, 如果没有转速反馈电压 u , 电机电压不变, 转速应由 A 点沿同一条机械特性曲线降到 C 点稳定运行。可见, 转速变化很大。而现在是闭环控制, 情况就不同了, 当电机转速下降时, u 减小, 这时 u^* 未变, 偏差电压 Δu 增大, u_c 是增大, α 角将减小, 则双向晶闸管输出电压增大, 使电动机运行于图 14-19 (b) 中的 B 点。可见, 速度负

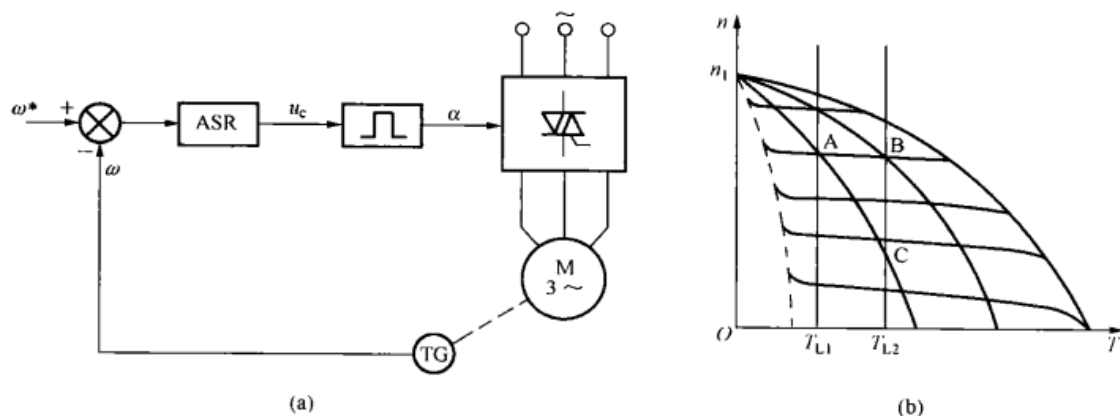


图 14-19 具有速度负反馈的调压调速系统

反馈的作用是提高了电机机械特性的硬度。

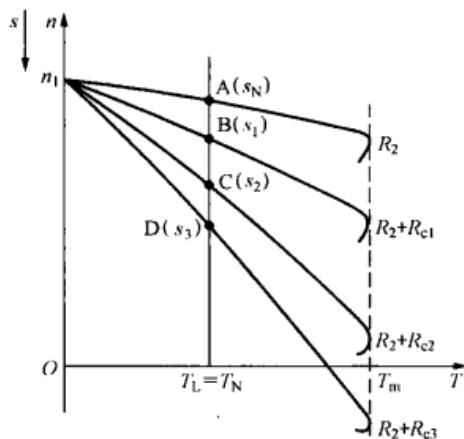
调压调速的优点是方法简单，便于实现与控制；缺点是低速时转差功率损耗大，导致电动机的效率很低。

四、绕线型异步电动机转子回路串电阻调速

绕线型异步电动机转子串电阻的机械特性，如图 14-20 所示，转子串电阻时最大转矩不变，临界转差率加大，所串电阻越大，运行段特性曲线斜率越大。若带恒转矩负载，原来运行在固有特性曲线上的 A 点上，转子串电阻 R_{cl} 后，就运行于 B 点上，转速由 n_a 变为 n_b 。

异步电动机的转子串电阻 R_{cl} ，电磁转矩为

$$T = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R'_2 + R'_{cl}}{s}}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]}$$

图 14-20 绕线型异步电动机
转子串电阻调速

当电机拖动恒转矩负载时，则负载转矩为常数，即 $T = T_L = \text{常值}$ ，所串电阻值改变，转差率 s 变化，但 $\frac{R'_2}{s_a}$ 与 $\frac{R'_2 + R'_{cl}}{s_b}$ 的比值不变。对固有特性和不同的人为特性，有

$$\frac{R'_2}{s_a} = \frac{R'_2 + R'_{cl}}{s_b}$$

或

$$\frac{R_2}{s_a} = \frac{R_2 + R_{cl}}{s_b} \quad (14-28)$$

恒转矩负载时，可以根据式 (14-28) 计算调速所串电阻。

由于在异步电动机中，电磁功率 P_M 、机械功率 P_m 与转子铜损耗 p_{Cu2} 三者之间的关系为

$$P_M : P_m : p_{Cu2} = 1 : (1-s) : s$$

转速越低，转差率 s 越大，转子损耗越大。低速时效率不高。

转子串电阻调速的优点是设备简单，初投资不高，易于实现；缺点是转子串电阻分级调节，属有级调速，调速平滑性差，空载或轻载时转速变化不大；低速时转子铜损耗大，效率

低, 而且机械特性较软。

这种调速方法多用于断续工作的生产机械上, 这类机械在低速运行时的时间不长, 且要求调速性能不高, 如桥式起重机。

五、绕线型异步电动机的串级调速

绕线型异步电动机转子串电阻调速, 由基速向下调速时, 主要靠转子回路中串入电阻多消耗转差功率 sP_M , 输出机械功率 P_m 减少, 使电动机转速降低, 因此损耗增大, 效率降低。

如果在转子回路中不串入电阻, 而是串入一个频率与转子电动势频率 f_2 相同、相位与转子电动势 \dot{E}_{2s} 相反的附加电动势 \dot{E}_f 来吸收转差功率, 同样也能减少输出的机械功率, 达到降低转速的目的。此时, 转差功率由提供附加电动势 \dot{E}_f 的装置回收利用, 达到节能的效果。这种在转子回路串入附加电动势的调速方法, 称为串级调速。串入电动势 \dot{E}_f 的相位既可与转子电动势 \dot{E}_{2s} 相反, 也可相同, 但 \dot{E}_f 的频率应与 \dot{E}_{2s} 频率一样。转子串电动势的一相电路如图 14-21 所示。

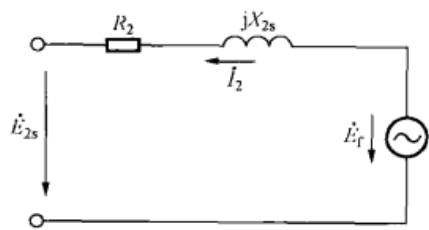


图 14-21 转子串电动势的一相电路图

下面分别对 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 反相、 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 同相这两种情况进行分析。

(一) \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 反相

图 14-21 中 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 的相位相反, 则转子电流 I_2 为

$$I_2 = \frac{sE_2 - E_f}{\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}} \quad (14-29)$$

异步电动机的电磁转矩为

$$\begin{aligned} T &= C_T \Phi_1 I_2 \cos \varphi_2 = C_T \Phi_1 \frac{sE_2 - E_f}{\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}} \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}} \\ &= C_T \Phi_1 \frac{sE_2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} - C_T \Phi_1 \frac{E_f R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2} = T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (14-30)$$

式中: $T_1 = C_T \Phi_1 \frac{sE_2 R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2}$ 为附加电动势 \dot{E}_f 为零时的电磁转矩; $T_2 = C_T \Phi_1 \frac{E_f R_2}{R_2^2 + (sX_2)^2}$ 为附加电动势 \dot{E}_f 引起的电磁转矩。

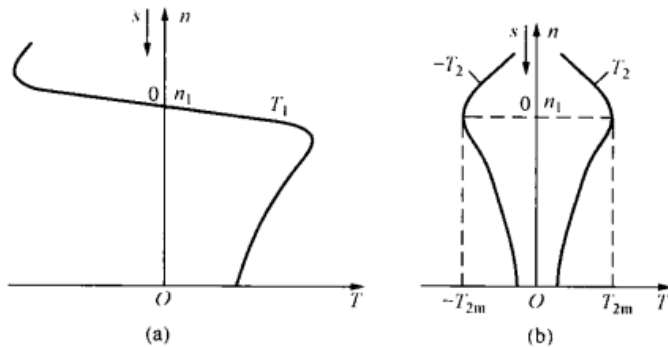
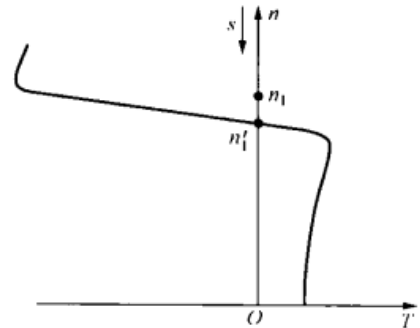
由式 (14-30) 可见, \dot{E}_f 越大, T_2 越大; 当 $s=0$ 时 T_2 为最大值, 不论 s 为正或负, T_2 均为正值。图 14-22 分别画出了 T_1 、 T_2 与 s 的关系曲线。其中图 14-22 (a) 中的曲线就是电机的固有机械特性曲线。

图 14-23 所示为 $T_1 - T_2 = f(s)$ 曲线, 即 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 反相时的串级调速机械特性。图 14-23 中, 机械特性曲线与纵轴的交点为理想空载点, 其对应的转速为理想空载转速 n'_1 , 理想空载时, $T=0$, $I_2=0$, 设此时转差率为 s_0 , 于是代入式 (14-29) 得

$$\begin{aligned} s_0 E_2 - E_f &= 0 \\ s_0 &= \frac{E_f}{E_2} \end{aligned} \quad (14-31)$$

理想空载转速

$$n'_1 = (1 - s_0)n_1 = \left(1 - \frac{E_f}{E_2}\right)n_1 < n_1 \quad (14-32)$$

图 14-22 $T_1 = f(s)$ 、 $T_2 = f(s)$ 曲线图 14-23 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 反相时的串级调速机械特性

所以 n'_1 低于同步速 n_1 ， \dot{E}_f 愈大， n'_1 愈小，机械特性曲线近似地平行下移。若电动机拖动恒转矩负载运行，则反相串入的电动势 \dot{E}_f 愈大，电动机的转速愈低，即转速朝着低于同步速的方向调节。所以 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 反相时的串级调速称为低同步串级调速。

(二) \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 同相

图 14-21 中 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 的相位相同，则转子电流 I_2 为

$$I_2 = \frac{sE_2 + E_f}{\sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2}} \quad (14-33)$$

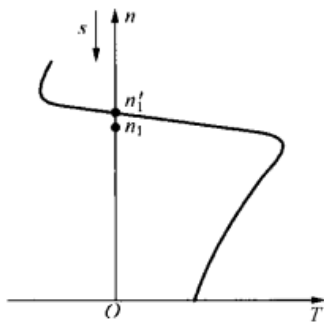
电磁转矩为

$$T = T_1 + T_2 \quad (14-34)$$

图 14-24 所示为 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 同相时的串级调速机械特性曲线，此时

$$s_0 E_2 + E_f = 0$$

$$s_0 = -\frac{E_f}{E_2} \quad (14-35)$$

图 14-24 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 同相时的串级调速机械特性

因此 n'_1 高于同步速 n_1 ，串入的 \dot{E}_f 愈大， n'_1 愈高，机械特性曲线近似平行上移。若电动机拖动恒转矩负载运行，则串入的电动势 \dot{E}_f 愈大，电动的转速愈高，即转速朝着高于同步速方向调节。所以 \dot{E}_f 与 \dot{E}_{2s} 同相时的串级调速称为超同步串级调速。

实现串级调速的方法很多，近年来，大多采用晶闸管串级调速，如图 14-25 所示，图中转子绕组端接整流器，把转子中的转差电动势、电流变成直流。与该不可控整流器相连的是晶闸管逆变器，由控制器控制把直流转换为和电源具有相同频率的交流，并通过变压器变成合适的电压返送回电源。逆变器的电压可看成是加在转子回路中的附加电动势，控制逆变器的逆变角，就可以改变逆变器的电压，改变电机的转

速。与此同时逆变器把转子回路的转差功率 sP_M 大部分反送回交流电网。

异步电动机串级调速的优点是：效率高、机械特性硬、可实现无级调速、调速平滑性好、调速范围宽；缺点是：设备较复杂、成本较高、低速时过载能力和系统的功率因数均较低。

串级调速适用于调速范围不大的场合，例如应用于水泵、风机的调速以及矿井提升机械的调速等。

【例 14-3】 一台绕线型三相异步电动机，其额定数据为： $P_N = 75\text{kW}$ ， $U_N = 380\text{V}$ ， $n_N = 720\text{r/min}$ ， $I_N = 148\text{A}$ ， $\lambda = 2.4$ ， $E_{2N} = 213\text{V}$ ， $I_{2N} =$

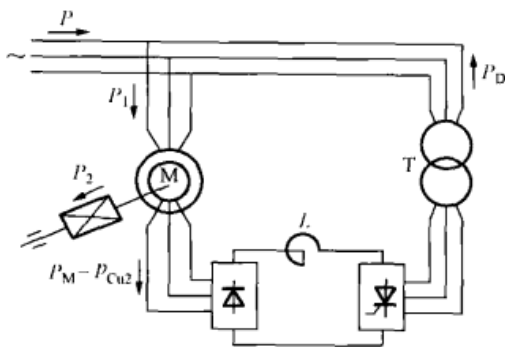


图 14-25 串级调速系统

220A。拖动恒转矩负载 $T_L = 0.85T_N$ 时，欲使电动机运行在 $n = 540\text{r/min}$ ，则：

- (1) 若采用转子回路串电阻，求每相电阻值；
- (2) 若采用降压调速，求电源电压；
- (3) 若采用变频调速，保持 $U/f = \text{常数}$ ，求频率与电压。

解 (1) 额定转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{750 - 720}{750} = 0.04$$

临界转差率

$$s_m = s_N(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0.04 \times (2.4 + \sqrt{2.4^2 - 1}) = 0.183$$

转子每相电阻

$$R_2 = \frac{s_N E_{2N}}{\sqrt{3} I_{2N}} = \frac{0.04 \times 213}{\sqrt{3} \times 220} = 0.0224(\Omega)$$

$n = 540\text{r/min}$ 时的转差率

$$s' = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{750 - 540}{750} = 0.28$$

设串电阻后的临界转差率为 s'_m ，则有

$$T_L = \frac{2\lambda T_N}{\frac{s'}{s_m} + \frac{s_m}{s'}}$$

解得

$$\begin{aligned} s'_m &= s' \left[\lambda \frac{T_N}{T_L} \pm \sqrt{\lambda^2 \left(\frac{T_N}{T_L} \right)^2 - 1} \right] \\ &= 0.28 \left[2.4 \frac{T_N}{0.85 T_N} \pm \sqrt{2.4^2 \left(\frac{T_N}{0.85 T_N} \right)^2 - 1} \right] = 1.53 (\text{另一解 } 0.05 \text{ 不合理, 舍去}) \end{aligned}$$

转子回路每相串入的电阻值为

$$\begin{aligned} \frac{R_2 + R_s}{R_2} &= \frac{s'_m}{s_m} \\ R_s &= \left(\frac{s'_m}{s_m} - 1 \right) R_2 = \left(\frac{1.53}{0.183} - 1 \right) \times 0.0224 = 0.165(\Omega) \end{aligned}$$

- (2) 降低电源电压调速时 s_m 不变， $s' > s_m$ ，因此不能稳定运行，故不能用降压调速。

(3) 变频调速, $U/f=\text{常数}$, $T_L=0.85T_N$ 时, 根据

$$T_L = \frac{2\lambda T_N}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}$$

即

$$0.85T_N = \frac{2 \times 2.4T_N}{\frac{s}{0.183} + \frac{0.183}{s}}$$

解得

$$s = 0.033 (\text{另一解舍去})$$

运行时的转速降落

$$\Delta n = sn_1 = 0.033 \times 750 = 25 (\text{r/min})$$

变频调速后的同步转速

$$n'_1 \approx n + \Delta n = 540 + 25 = 565 (\text{r/min})$$

变频的频率为

$$f' = \frac{n'_1}{n_1} f_1 = \frac{565}{750} \times 50 = 37.67 (\text{Hz})$$

变频的电压为

$$U' = \frac{f'}{f_1} U_N = \frac{n'_1}{n_1} U_N = \frac{565}{750} \times 380 = 286.3 (\text{V})$$

六、电磁转差离合器

电磁转差离合器是一个离合器, 但与一般机械离合器的结构、原理以及作用都不同。

电磁转差离合器主要由电枢和磁极两部分组成, 如图 14-26 所示, 电枢与磁极之间为气隙, 电枢与磁极能够各自独立旋转。电磁转差离合器的电枢部分可以装鼠笼绕组, 也可以是整块铸钢, 装于三相笼型异步电动机输出轴上, 与电动机同速旋转, 故电枢部分

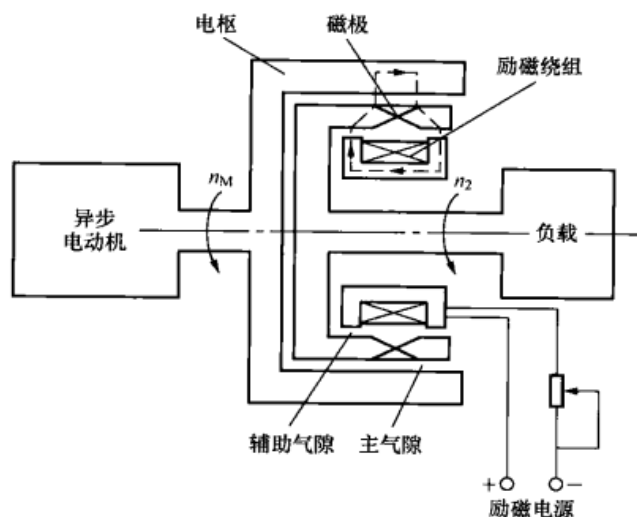


图 14-26 电磁转差离合器

为主动部分, 另外电枢部分兼有导磁与导电的功能; 电磁转差离合器的磁极上装有励磁绕组, 由直流电流励磁, 极数可多可少, 磁极与机械负载相连, 故磁极部分为从动部分。

电磁转差离合器的电枢部分在异步电动机运行时, 随异步电动机转子同步旋转, 转向设为顺时针方向, 转速为 n , 如图 14-27 所示。若励磁绕组通入的励磁电流 $I_f=0$, 电枢与磁极之间则既无电的联系又无磁的联系, 磁极及所连负载不转动, 这

时负载相当于被“离开”。若励磁电流 $I_f \neq 0$, 则磁极有磁性, 磁极与电枢之间就有了磁的联系。由于电枢与磁极之间有相对运动, 电枢鼠笼导条要感应电动势并产生电流, 在磁场中的载流导体要受到电磁力 f 的作用, 受力方向如图 14-27 所示, 在该电磁力的作用下使电枢

受到顺时针方向的电磁转矩 T' 。电枢由异步电动机拖着同速转动，就是与异步电动机输出转矩相平衡的阻转矩。磁极则受到与电枢同样大小、相反方向的电磁转矩，也就是逆时针方向的电磁转矩 T' 。在它的作用下，磁极部分以及负载便逆时针转动，转速为 n' ，此时负载相当于被“合上”。若异步电动机旋转方向为顺时针，通过电磁转差离合器的作用，负载转向也为顺时针，二者是一致的。显然，转差离合器电磁转矩的产生，还有一个先决条件是电枢与磁极两部分之间有相对运动，因此负载转速必定小于电动机转速，所谓转差离合器的“转差”指的就是这点。

电磁转差离合器的原理与异步电动机相似，机械特性也很相似，但理想空载点的转速为异步电动机的转速而不是同步转速。励磁电流越大，磁通越多，改变 I_f 的大小就像改变异步电动机电源电压的大小一样：若转速相同，则 I_f 越大，电磁转矩也越大；若转矩相同，则 I_f 越大，转速越高。电磁转差离合器的机械特性如图 14-28 所示。改变励磁电流就可以调节负载的转速。

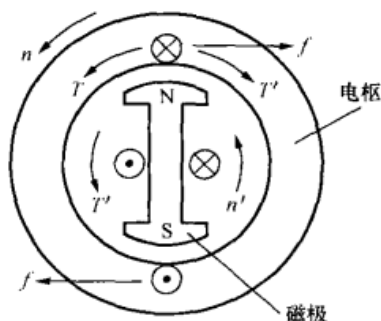


图 14-27 电磁转差离合器的工作原理

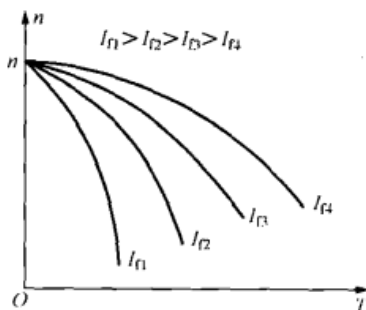


图 14-28 电磁转差离合器的机械特性

电磁转差离合器设备简单，控制方便，可平滑调速，但是，由于其机械特性较软，转速稳定性较差，调速范围较小。低速时，效率也较低。适合于通风机和泵类负载，与异步电动机的降压调速相似。

通常电磁转差离合器与异步电动机装成一体，即共用同一个机壳，就称为滑差电机或电磁调速异步电动机。

第六节 三相异步电动机的制动

在交流电力拖动系统中，如果三相异步电动机的电磁转矩 T 与转速 n 的方向相反，那么电动机便处于制动状态。异步电动机制动时，电磁转矩 T 为制动性转矩，此时，电动机将从轴上吸收机械能，并把它转换成电能，而转换的电能或者回馈电网，或者消耗在转子回路中。

通常，异步电动机制动有两个目的：①为了使拖动系统迅速减速及停车，这时，制动是指电动机从某一稳定转速下降到零的过程；②为了限制位能性负载的下放速度，这时，制动是指电动机处于某一稳定的制动运行状态，电动机的转矩 T 与负载转矩相平衡，系统保持匀速运行。

三相异步电动机的制动分为：能耗制动、反接制动、倒拉反转和回馈制动等四种。

一、能耗制动

如图 14-29 所示，三相异步电动机处于电动运行状态的转速为 n ，如果把异步电动机

的定子绕组从交流电源上切断,同时按一定接线方式把它接到直流电源上,此时电动机即进入制动状态。

电动机在断开交流电源的同时,在定子两相上通入直流电流,直流电流流过定子绕组,便在电机内建立一个位置固定、大小不变的恒定磁场。电机转子由于惯性继续旋转,转子导体切割恒定磁场而产生感应电动势及电流,该电流和恒定磁场相互作用产生电磁转矩,转矩的方向与转子实际旋转方向相反,起到了制动的作用。在制动过程中,电机转速不断下降,电机不断吸收系统储存的机械能,并把它转换成电能消耗在转子电路的电阻上。如果电动机拖动的负载为反抗性恒转矩负载,电机减速到 $n=0$,制动过程结束。此时,转子与恒定磁场相对静止,感应电动势为零,转子电流为零,电机的转矩也等于零,电机停止转动。

能耗制动时,制动转矩的大小,与通入定子中的直流电流大小有关,也与转子电路中的电阻有关。图 14-30 所示为异步电动机能耗制动时的机械特性。其特点是:

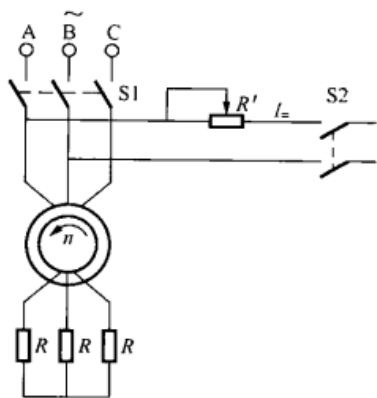


图 14-29 能耗制动原理图

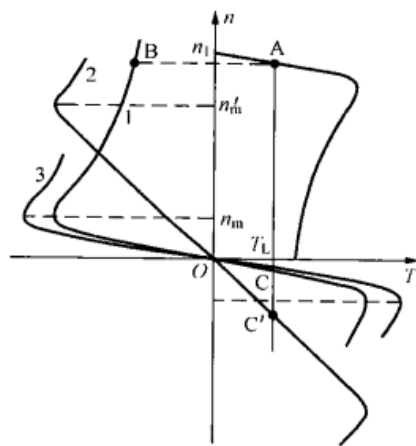


图 14-30 异步电动机能耗制动时的机械特性

(1) 机械特性曲线过 $T-n$ 坐标的原点;

(2) 当通入定子的直流电流大小不变时,其最大转矩 T_m 不变,如果转子回路的电阻增大,则最大转矩对应的转速增加。图 14-30 中曲线 1 为转子不外串电阻时的机械特性,最大转矩对应的转速为 n_m ;曲线 2 为转子回路外串电阻 R 时的机械特性,最大转矩对应的转速为 n'_m ,其中 $n'_m > n_m$ 。

(3) 当转子回路电阻不变时,如果直流电流增大,则最大转矩 T_m 随之增大,而最大转矩对应的转速 n_m 不变,如图 14-30 中曲线 3 所示。

下面以图 14-30 中机械特性曲线 1 为例来分析能耗制动过程。设电动机原来稳定运行于 A 点,能耗制动时,由于机械惯性,电机制动开始时转速来不及变化,工作点由 A 点平移至 B 点,电动机的转矩为负,即为制动性转矩,然后电动机由 B 点沿机械特性曲线 1 不断减速,减至坐标原点 ($n=0, T=0$)。如果负载是反抗性负载,则电机停止转动,实现了快速制动停车。所以能耗制动应用于快速停车时,对于这种负载能够实现准确停车,因为电动机减速到 0 时就自动停止。

如果拖动的负载是位能性负载,当转速减速到零时若要停车,必须用机械抱闸将电机轴刹住。否则,电机在位能性负载转矩 T_L 拖动下反转,直到 C 点 ($T=T_L$),电机处于稳定的能耗制动运行状态,使负载保持匀速下降。C 点称为能耗制动运行点。所以能耗制动也可应用于起重机下放重物,可使重物保持匀速下降,转子回路串入电阻越大,下放速度越快。

改变通入定子的直流电流大小可以改变制动转矩的大小。但考虑到既要有较大的制动转矩,又不使定、转子回路电流过大而使绕组过热,通常,对于笼型异步电动机来说,取直流电流 $I_- = (3.5 \sim 4) I_0$; 对于绕线型异步电动机来说,取 $I_- = (2 \sim 3) I_0$, 转子回路串接电阻 $R = (0.2 \sim 0.4) \frac{E_{2N}}{\sqrt{3} I_{2N}}$ 。

二、反接制动

三相异步电动机电力拖动系统电气制动的方法除了能耗制动外,还有反接制动。

处于正向电动运行的三相绕线型异步电动机,当改变三相电源的相序时,电动机便进入了反接制动过程。如图 14-31(a) 所示,接触器触点 K1 闭合为正向电动运行, K1 断开 K2 闭合,则改变了电源相序。图 14-31(b) 所示为拖动反抗性恒转矩负载,反接制动的同时转子回路串入较大电阻时的反接制动机械特性。电动机的运行点由 A 到 B 再到 C,到 C 点后, $-T_L < T < T_L$, 可以准确停车。

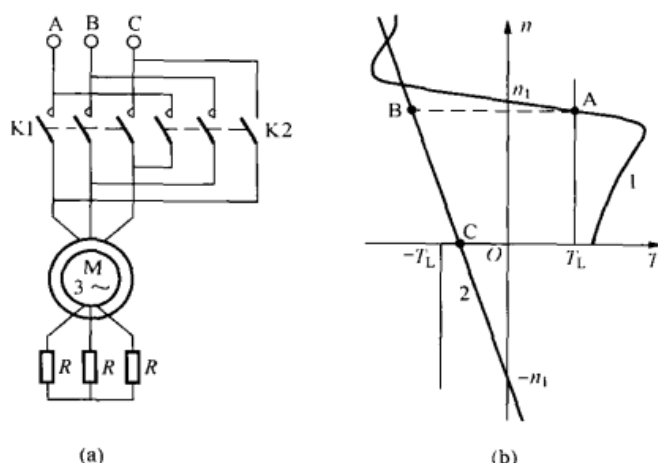


图 14-31 绕线型三相异步电动机反接制动过程

(a) 接线图; (b) 机械特性

反接制动过程中,电动机电源相序为负序,因此转速 $n \geq 0$ 时,相应的转

差率 $s \geq 1$ 。从异步电动机等效电路上看出,在 $s > 1$ 的反接制动过程中,若转子回路总电阻折合值为 R'_2 , 则机械功率为

$$P_m = 3I_2'^2 \frac{1-s}{s} R'_2 < 0$$

即负载向电动机内输入机械功率。显然负载提供机械功率是靠转动部分减少动能。从定子到转子的电磁功率为

$$P_M = 3I_2'^2 \frac{1}{s} R'_2 > 0$$

转子回路铜损耗

$$p_{Cu2} = 3I_2'^2 R'_2 = P_M - P_m = P_M + |P_m|$$

因此,转子回路中消耗了从电源输入的电磁功率及由负载送入的机械功率,数值很大,因此在转子回路中必须串入较大的外串电阻,以分担大部分转子回路铜损耗,从而保护电动机不致由于过热而损坏。所谓大电阻是指比起动电阻阻值还要大的电阻。

从转子回路串电阻反接制动的机械特性可以看出,为了使整个制动过程中保持比较大的电磁转矩,可以采用转子回路串入大电阻并分级切除的分级制动方式。

电动机拖动负载转矩较小的反抗性恒转矩负载运行,或者拖动位能性恒转矩负载运行,在这两种情况下,如果进行反接制动停车,那么必须在降速到 $n=0$ 时切断电动机电源并停车,否则电动机将会反向起动。

三相异步电动机反接制动停车比能耗制动停车速度快,但能量损失较大。一些频繁正、反转的生产机械,经常采用反接制动停车接着反向起动,就是为了迅速改变转向,提高生

产率。

反接制动停车的制动电阻计算, 根据所要求的最大制动转矩进行。为了简单起见, 可以认为反接制动后瞬间的转差率 $s \approx 2$, 处于反接制动机械特性的 $s=0 \sim s_m$ 之间。

笼型异步电动机转子回路无法串电阻, 因此反接制动不能过于频繁。

【例 14-4】 一台绕线型三相异步电动机, $P_N=22\text{kW}$, $n_N=723\text{r/min}$, $E_{2N}=197\text{V}$, $I_{2N}=70.5\text{A}$, $\lambda=3$ 。如果拖动额定负载运行时, 采用反接制动停车, 要求制动开始时最大制动转矩为 $2T_N$, 求转子每相串入的制动电阻值。

解 额定转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{750 - 723}{750} = 0.036$$

转子每相电阻

$$R_2 = \frac{s_N E_{2N}}{\sqrt{3} I_{2N}} = \frac{0.036 \times 197}{\sqrt{3} \times 70.5} = 0.0581 (\Omega)$$

制动后瞬间电动机转差率

$$s = \frac{n_1 + n_N}{n_1} = \frac{750 + 723}{750} = 1.964$$

过制动开始点 ($s=1.964$, $T=2T_N$) 的反接制动机械特性的临界转差率为

$$s'_m = s \left[\lambda \frac{T_N}{T} + \sqrt{\lambda^2 \left(\frac{T_N}{T} \right)^2 - 1} \right] = 1.964 \times \left[\frac{3}{2} + \sqrt{\left(\frac{3}{2} \right)^2 - 1} \right] = 5.142$$

固有机械特性的 s_m 为

$$s_m = s_N (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0.036 \times (3 + \sqrt{3^2 - 1}) = 0.21$$

转子串入反接制动电阻为

$$R = \left(\frac{s'_m}{s_m} - 1 \right) R_2 = \left(\frac{5.142}{0.21} - 1 \right) \times 0.0581 = 1.365 (\Omega)$$

三、倒拉反转运行

三相绕线型异步电动机拖动位能性恒转矩负载运行, 当转子回路串入一定的电阻时, 电动机的转速会下降。如果所串电阻超过某一数值后, 电动机的电磁转矩 T 小于负载转矩 T_L ($0 < s < 1$), 使得电动机反转, 即位能性负载倒过来拉着电动机反转。此时, 电动机旋转磁场的方向与转子转动的方向相反, 若电机旋转磁场的方向为正, 同步转速为 n_1 , 则电机转速 n 为负, 于是电机转差率 $s > 1$ 。这种情况下的能量关系与电源相序反向的反接制动时相同, 这里不再重述。负载的位能不断被电机吸收, 即向电机输入机械功率, 并转换成电功率, 连同定子传送给转子的电磁功率一起, 全部消耗在转子回路的电阻上。三相异步电机倒拉反转运行的机械特性如图 14-32 所示。

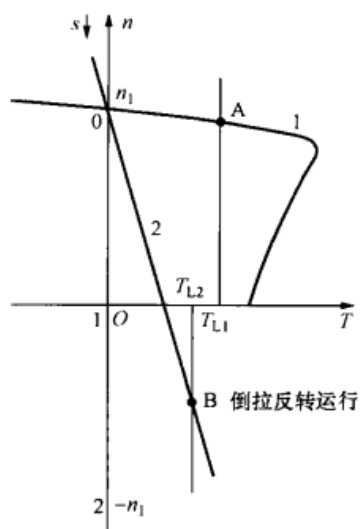


图 14-32 绕线型异步电动机
倒拉反转运行

倒拉反转制动运行是转差率 $s > 1$ 的一种稳态, 其功率关系与反接制动过程一样, 电磁功率 $P_M > 0$, 机械功率 $P_m < 0$,

转子回路总铜损耗 $p_{Cu2} = P_M + |P_m|$ 。但是倒拉反转运行时负载向电动机送入机械功率是靠着负载储存的位能的减少。这种运行状态与直流电动机倒拉反转运行的情况是一样的，也是位能性负载倒过来拉着电动机反转。

四、回馈制动

当三相异步电动机的实际转速高于同步转速，即 $n > n_1$ 时，异步电动机便处于回馈制动状态。这时电机转子导体切割旋转磁场的方向与电动状态时的方向相反，相应地转子感应电动势和转子电流的方向与电动状态时的方向相反，则电磁转矩 T 也改变方向，这样 T 的方向与转速 n 的方向相反起到制动的作用。

图 14-33 所示为三相笼型异步电动机 YY— Δ 变极调速时的机械特性。当电动机拖动恒转矩负载 T_L 运行时，如果原来运行于定子绕组 YY 接方式，工作点为 A，转速接近于 $2n_1$ ，突然把定子绕组接线改为 Δ 接方式以后，电动机运行点将从 A→B→

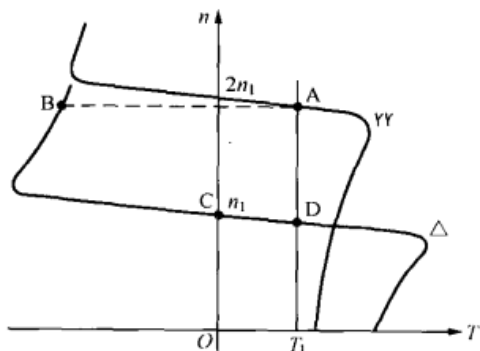


图 14-33 三相异步电动机的正向回馈制动

C→D，最后稳定运行于 D 点，转速接近于 n_1 ，在这个降速过程中，电动机运行在第二象限 B→C 这一段机械特性上，转速 $n > 0$ ，电磁转矩 $T < 0$ ，是制动运行状态，称为正向回馈制动过程。整个回馈制动过程中，始终有 $n > n_1$ ，转差率 $s = \frac{n_1 - n}{n_1} < 0$ ，从三相异步电动机等效电路上可以看出，电动机输出的机械功率为

$$P_m = 3I_2'^2 \frac{1-s}{s} R_2' < 0$$

从定子到转子的电磁功率为

$$P_M = 3I_2'^2 \frac{1}{s} R_2' < 0$$

$P_m < 0$ 表示机械功率输送给电机，减去转子铜损耗变为电磁功率 P_M 。 $P_M < 0$ 表示电机发出电功率，减去定子损耗后，回馈给电网。

以上是第二象限的正向回馈制动过程分析。当三相异步电动机拖动位能性恒转矩负载，电源相序改变后，电动机运行于第四象限，如图 14-34 中的 B 点，电磁转矩 $T > 0$ ，转速 $n < 0$ ，称为反向回馈制动运行。

起重机高速下放重物（指 $|n| > n_1$ ）时，经常采用反向回馈制动运行方式，若负载大小不变，转子回路串入电阻后，转速绝对值加大，如图 14-34 中的 C 点，串入电阻值越大，转速绝对值越高。

反向回馈制动运行时，电动机的功率关系与正向回馈制动过程是一样的，电动机是一台发电机，它把从负载位能减少而输入的机械功率转变为电功率，然

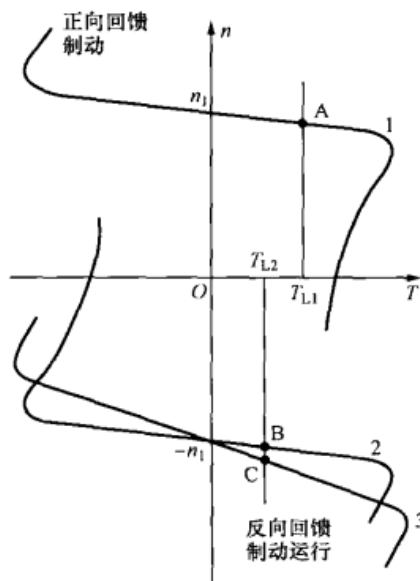


图 14-34 异步电动机反向回馈制动运行

后回送给电网。从节能的观点看,反向回馈制动下放重物比能耗制动下放重物要好。

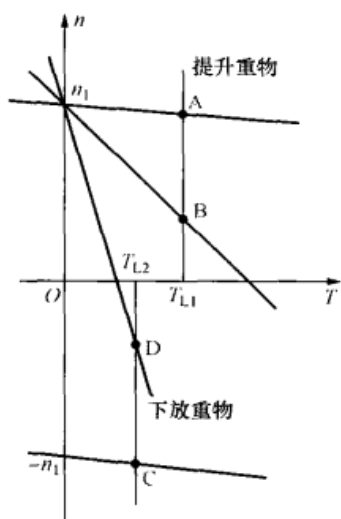


图 14-35 例 14-5 中电动机的机械特性

【例 14-5】 某起重机吊钩由一台绕线型三相异步电动机拖动,电动机额定数据为: $P_N=40\text{kW}$, $n_N=1464\text{r/min}$, $\lambda=2.2$, $K_T=1$, $R_2=0.06\Omega$ 。电动机的负载转矩在提升重物时为 $T_L=T_1=261\text{N}\cdot\text{m}$, 在下放重物时为 $T_L=T_2=208\text{N}\cdot\text{m}$ 。

(1) 提升重物,要求有低速、高速两挡,且高速时转速 n_A 为工作在固有特性上的转速,低速时转速 $n_B=0.25n_A$,工作于转子回路串电阻的特性上。求两挡转速各为多少及转子回路应串入的电阻值。

(2) 下放重物要求有低速、高速两挡,且高速时转速 n_C 为工作在负序电源的固有机特性上的转速,低速时转速 $n_D=-n_B$,仍然工作于转子回路串电阻的特性上。求两挡转速及转子应串入的电阻值。说明电动机运行在何种状态。

解 首先根据题意画出该电动机运行时相应的机械特性,如图 14-35 所示。点 A、B 是提升重物时的两个工作点,点 C、D 是下放重物时的两个工作点。

其次计算固有机特性的有关数据:

额定转差率

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1464}{1500} = 0.024$$

固有机特性的临界转差率为

$$s_m = s_N(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0.024 \times (2.2 + \sqrt{2.2^2 - 1}) = 0.1$$

额定转矩

$$T_N = 9550 \frac{P_N}{n_N} = 9550 \times \frac{40}{1464} = 261(\text{N}\cdot\text{m})$$

(1) 提升重物转速及转子回路串入电阻的计算。

提升重物时负载转矩

$$T_1 = 261\text{N}\cdot\text{m} = T_N$$

高速为

$$n_A = n_N = 1464 (\text{r/min})$$

低速时的转速为

$$n_B = 0.25n_A = 0.25 \times 1464 = 366 (\text{r/min})$$

B 点的转差率

$$s_B = \frac{n_1 - n_B}{n_1} = \frac{1500 - 366}{1500} = 0.756$$

过 B 点的机械特性的临界转差率为

$$s_{mB} = s_B(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) = 0.756 \times (2.2 + \sqrt{2.2^2 - 1}) = 3.145$$

低速时每相串入电阻 R_B , 则

$$\frac{s_m}{s_{mB}} = \frac{R_2}{R_2 + R_B}$$

$$R_B = \left(\frac{s_{mB}}{s_m} - 1 \right) R_2 = \left(\frac{3.145}{0.1} - 1 \right) \times 0.06 = 1.827(\Omega)$$

(2) 下放重物两挡速度及串入电阻的计算。

下放重物时负载转矩 $T_2 = 208 \text{ N} \cdot \text{m} = 0.8 T_N$

负载转矩为 $0.8 T_N$ ，在固有机械特性上运行时的转差率为

$$0.8 T_N = \frac{2 \lambda T_N}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}$$

即

$$0.8 = \frac{2 \times 2.2}{\frac{s}{0.1} + \frac{0.1}{s}}$$

解得

$$s = 0.0188 \quad (\text{另一解不合理, 舍去})$$

相应转速降落为

$$\Delta n = s n_1 = 0.0188 \times 1500 = 28 (\text{r/min})$$

负相序电源高速下放重物时，电动机运行于反向回馈制动运行状态，其转速为

$$n_c = -n_1 - \Delta n = -1500 - 28 = -1528 (\text{r/min})$$

低速下放重物时，电动机运行于倒拉反转状态。低速下放转速为

$$n_D = -n_B = -366 (\text{r/min})$$

相应转差率为

$$s_D = \frac{n_1 - n_D}{n_1} = \frac{1500 - (-366)}{1500} = 1.244$$

过 D 点的机械特性的临界转差率为

$$s_{mD} = s_D \left[\lambda \frac{T_N}{T_2} + \sqrt{\lambda^2 \left(\frac{T_N}{T_2} \right)^2 - 1} \right] = 1.244 \times \left[\frac{2.2}{0.8} + \sqrt{\left(\frac{2.2}{0.8} \right)^2 - 1} \right] = 6.608$$

低速下放重物时转子每相串入电阻为 R_D ，则

$$\frac{s_m}{s_{mD}} = \frac{R_2}{R_2 + R_D}$$

$$R_D = \left(\frac{s_{mD}}{s_m} - 1 \right) R_2 = \left(\frac{6.608}{0.1} - 1 \right) \times 0.06 = 3.905 (\Omega)$$

本章小结

异步电动机由于起动时感抗较大，功率因数较低，起动电流虽然很大，起动转矩却不大。因此对于电力拖动系统，存在以下两种矛盾：起动电流大，而电网承受冲击电流的能力有限；起动转矩小，而负载又要求有足够的转矩才能起动。一般异步电动机的起动大致可分为两种方式：直接起动和降压起动。直接起动一般适用于小容量、空载或轻载起动的场合；而大、中容量或经常带负载起动的异步电动机，通常采用降压起动。对笼型转子异步电动机降压起动的方法有：定子串接电抗器起动、星形—三角形（Y— Δ ）起动和自耦变压器降压起动；绕线转子异步电动机的降压起动方法有：转子回路串电阻起动和转子串频敏变阻器起动。

异步电动机的调速是当前电机发展的重要内容，调速性能可从调速范围、平滑性、调速功能，以及调速设备的成本和可靠性等方面来衡量。

调节定子电压调速属于转差功率消耗型调速方法，其调速性能较差。调节转子回路电阻和串级调速两种方法仅适用于绕线转子异步电动机，转子电路串接电阻调速属于有级调速，

其方法简单,调速电阻可以与起动电阻合二为一,可适用于恒转矩调速,是转差消耗型的调速方法;串级调速可以实现平滑无级调速,机械特性较硬,效率较高,是转差功率回馈型的调速方法;变极调速和变频调速实际上是通过改变异步电动机的同步转速 n_1 ,实现调速,属于转差功率不变型调速方法,既适用于恒转矩调速也适用于恒功率调速,变极调速简单可靠、机械特性硬,但不能实现均匀平滑的无级调速;变频调速具有调速范围大、平滑性好的特点,是异步电动机调速最有发展前途的一种方法。

制动是生产机械对异步电动机提出的特殊要求,也是异步电动机的又一种运行状态。制动运行时异步电动机的电磁转矩 T 与转速 n 的方向相反,电动机将吸收转轴上的动能转换成电能。为适应不同的生产机械所提出的不同要求,异步电动机的制动方法主要有能耗制动、反接制动和回馈制动三种,可实现四个象限的运行。

思 考 题

- 14-1 小容量的异步电动机为什么可以直接起动?
- 14-2 异步电动机起动时,为什么起动电流很大,起动转矩不大?
- 14-3 什么情况下异步电动机不能直接起动?
- 14-4 笼型异步电动机为何要采用降压起动?降压起动对起动转矩有何影响?它应用于什么场合?
- 14-5 什么是异步电动机的 Y— Δ 起动?它与直接起动相比,起动电流和起动转矩有什么变化?为什么?
- 14-6 某三相笼型异步电动机铭牌上标注的额定电压为 380/220V, Y/ Δ 接,能否接在 380V 的交流电网上空载起动?能否采用 Y— Δ 降压起动?
- 14-7 笼型异步电动机采用自耦变压器降压起动时,起动电流和起动转矩与自耦变压器的电压降之比有什么关系?为什么?
- 14-8 起动用自耦变压器有 55%、64%、73% 三种抽头,问起动电流和起动转矩分别比直接起动时减少多少?
- 14-9 定子串电阻和串电抗降压起动各有什么优缺点?适用于什么场合?
- 14-10 说明深槽式和双笼型异步电动机改善起动特性的原因,比较其优缺点。
- 14-11 绕线型异步电动机转子回路串入合适电阻,可使起动电流减小而起动转矩增大,这是什么原因?如果改为串接电抗,是否有同样效果?为什么?
- 14-12 绕线型异步电动机转子回路串频敏变阻器起动的原理是什么?它与转子回路串电阻起动相比有何好处?
- 14-13 在基频以下变频调速时,为什么要保持 $E_1/f_1 = \text{常数}$,其机械特性有何特点?它属于什么调速方式?当采用 $U_1/f_1 = \text{常数}$ 的方式时,它与前者有何异同?
- 14-14 在基频以上变频调速时,电动机的磁通如何变化?机械特性有何特点?它属于什么调速方式?
- 14-15 笼型异步电动机如何实现变极调速?变极调速时为何要同时改变定子电源的相序?
- 14-16 比较串级调速和转子串电阻调速的机械特性、效率和功率因数。

- 14-17 串级调速为什么比转子串电阻调速效率高？它适用于什么场合？
14-18 绕线型异步电机的调速方法有哪些？各有何优缺点？
14-19 试述电磁转差离合器的工作原理，其机械特性有何特点？

习 题

14-1 一台三相笼型异步电动机的技术数据如下： $P_N=320\text{kW}$ ， $U_N=6000\text{V}$ ， $I_N=40\text{A}$ ， $n_N=740\text{r/min}$ ，Y接法， $K_I=5.04$ ， $K_T=1.93$ ， $\lambda=2.2$ 。试求直接启动时的启动电流和启动转矩。

14-2 一台笼型三相异步电动机， $P_N=40\text{kW}$ ， $U_N=380\text{V}$ ， $I_N=73.6\text{A}$ ， Δ 接法， $K_I=6.5$ ， $K_T=2.0$ ， $\lambda=1.2$ 。电动机所带负载转矩为 $0.6T_N$ ，电源容量为 560kVA 。问能采用什么方法启动？

14-3 一台绕线型三相异步电动机，定子绕组Y接，4极，其额定数据如下： $f_1=50\text{Hz}$ ， $P_N=150\text{kW}$ ， $U_N=380\text{V}$ ， $n_N=1455\text{r/min}$ ， $\lambda=2.6$ ， $E_{2N}=213\text{V}$ ， $I_{2N}=420\text{A}$ 。求：

(1) 启动转矩；

(2) 欲使启动转矩增大一倍，转子每相串入多大电阻？

14-4 一台绕线型异步电动机， $P_N=11\text{kW}$ ， $U_N=380\text{V}$ ， $I_N=30.8\text{A}$ ， $n_N=715\text{r/min}$ ， $E_{2N}=155\text{V}$ ， $I_{2N}=46.7\text{A}$ ， $\lambda=2.9$ ，效率 $\eta_N=81\%$ 。试用解析法求分级启动时每级所串的电阻值。

14-5 一台绕线型异步电动机技术数据同习题14-4，当负载转矩为 $0.5T_N$ ，要求转速 $n=300\text{r/min}$ 。问转子每相应串多大电阻？

14-6 一台绕线型异步电动机技术数据为： $P_N=75\text{kW}$ ， $n_N=720\text{r/min}$ ， $U_N=380\text{V}$ ， $I_N=148\text{A}$ ， $E_{2N}=213\text{V}$ ， $I_{2N}=220\text{A}$ ， $\lambda=2.4$ 。电动机在额定状态下运行，要求制动转矩在起始时为 $2T_N$ ，求转子每相应串多大电阻？

14-7 电动机数据同习题14-6，带一个位能负载 $T_L=T_N$ ，今采用倒拉反接制动下放重物，要求下放转速为 300r/min 。问转子应串多大电阻？

14-8 一绕线型异步电动机， $P_N=60\text{kW}$ ， $n_N=577\text{r/min}$ ， $I_N=133\text{A}$ ， $E_{2N}=253\text{V}$ ， $I_{2N}=160\text{A}$ ， $\lambda=2.9$ 。如果电动机在回馈制动状态下下放重物， $T_L=0.8T_N$ ，转子串接电阻为 0.06Ω ，求此时电动机的转速。

第十五章 异步电机的其他运行方式与其他交流电动机

第一节 异步发电机

异步电机主要作电动机运行，也可以运行于发电机状态。

一、基本分析方法

如用一原动机拖动异步电机转子使其顺着旋转磁场方向旋转，且转速大于同步转速， $n > n_1$ ， s 具有负值，这时异步电机处于发电机运行。

根据第十二章异步电机基本方程式、等效电路和相量图的分析，发电机状态转差率 s 应取负值，等效电路图仍与图 12-22 有相同形式，由于 $s < 0$ ，转子电流的有功分量 \dot{I}'_{2a} 应与 \dot{E}'_2 反相 180° ，无功分量 \dot{I}'_{2r} 仍为感性，即滞后于 $\dot{E}'_2 90^\circ$ ，相量 $\dot{I}'_2 \frac{R'_2}{s}$ 的实际方向应与相量 \dot{I}'_2 反相，其余相量与电动机相量图画法一致，如图 15-1 所示。

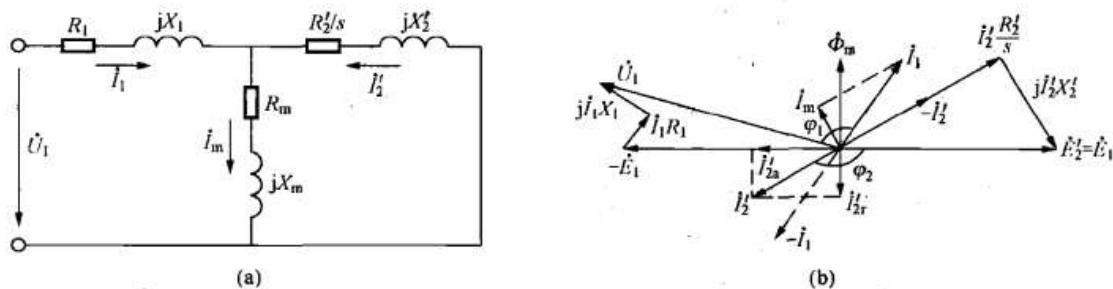


图 15-1 异步发电机等效电路和相量图

(a) 等效电路；(b) 相量图

由图 15-1 (b) 可以看出，在发电机运行状态，定子电流与电压间相位差，即功率因数角 $\varphi_1 > 90^\circ$ ， $P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 < 0$ 为负值，这意味着电机向电网输出有功功率。对于无功功率来讲，与电动机状态一样，仍由电网供给感性无功功率。

二、异步发电机的运行方式

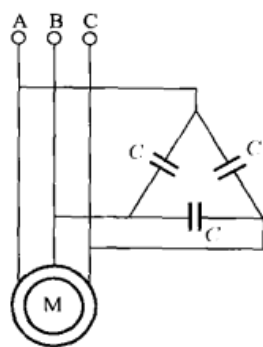
(一) 异步发电机与电网并联

异步发电机接在电网运行时，定子电压和频率取决于电网电压和频率，与电机的转速无关。当原动机输入机械功率增加，转速 n 增大，转差率 $|s|$ 增大，发电机输出有功功率也增大。对于无功功率，该类电机的励磁电流由电网提供，一般励磁电流为 $0.3I_N$ 左右，所以增加了电网的无功负担，这个缺点比较突出。但是这种电机结构简单，运行可靠，且并网手续方便，只需注意转速略大于同步转速，即可投入电网。

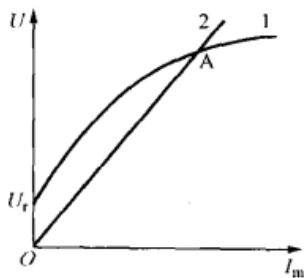
(二) 异步发电机单机运行

异步发电机如果不与电网并联而是与负载直接相连，其励磁电流需要由并联在端点上的电容器供给，如图 15-2 (a) 所示。图 15-2 (b) 中，曲线 1 表示异步电机的空载特性 $U = f(I_m)$ ，是一条饱和的曲线；曲线 2 是电容器的特性曲线，它是一条直线，其斜率取决于容抗 X_C ，其建压过程如下：异步发电机最初只有很小的剩磁电压 U_r ，该电压加在电容器上

产生相应的电容电流,该电流又流经电机绕组,从而增加电机磁场,使电压上升,随着电压增大,电容器电流 I_C 又会增大,相互激励直到曲线 1 和曲线 2 的交点 A,即为稳定运行点。显然,电压的大小与空载特性、转速及电容器有关,电容 C 大,则电容线的斜率变小,交点上升,发电机的电压升高;如电容 C 过小,两曲线无明确交点,电机无法正常工作,空载时临界电容值的估算式为



(a)



(b)

图 15-2 异步发电机单机运行

$$\left. \begin{aligned} I_m &\approx \frac{U_N}{X_1 + X_m} \\ I_C &= \frac{U_N}{X_C} \end{aligned} \right\} \quad (15-1)$$

因为 $I_m \approx I_C$, 由此求得

$$X_C = X_1 + X_m$$

或

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{\omega(X_1 + X_m)} \quad (15-2)$$

式中: X_1 、 X_m 是异步电动机的电抗参数。

外接电容器的电容应大于临界电容值 C , 为了节省投资, 外接电容器通常为三角形连接, 如采用星形连接, 则电容量为三角形连接的 3 倍, 增大了电容器的电容值, 增大投资。

单机运行与并联运行方式不同, 欲保持其电压大小和频率恒定, 随着负载的变化, 必须相应调节转速和电容。例如, 有功负载增加, 转差率 $|s|$ 增大, 要维持 f_1 不变, $f_1 = \frac{pm_1}{60} = \frac{pn}{60(1-s)}$, 必须增大原动机的输入功率, 提高转速, 否则会使 f_1 下降, 还会导致端电压下降; 又如, 负载感性电流增大, 也必须加大电容量, 才能维持电压不变。这样调节比较困难, 给使用带来不便, 也较难保证电压和频率不变。因此单机运行只适用于供电系统无法达到的且供电质量要求不太高的边远地区。

第二节 单相异步电动机

单相异步电动机就是指采用单相交流电源的异步电动机。单相异步电动机具有结构简单、成本低廉、噪声小等优点。由于只需要单相电源供电, 使用方便, 因此被广泛应用于工业和人们生活的各个方面, 尤以家用电器、电动工具、医疗器械等使用较多。与同容量的三相异步电动机相比较, 单相异步电动机的体积较大, 运行性能较差, 因此一般单相异步电动机只做成小容量。我国现有产品功率从几瓦到几百瓦。

单相异步电动机定子上共有两个绕组: 一个叫主绕组, 能够产生脉动磁场, 但不能产生起动转矩; 另一个叫辅助绕组, 与主绕组一起使用时共同产生起动转矩。起动完毕之后, 主绕组继续工作, 而辅助绕组通过离心开关断开电源, 故主绕组又叫工作绕组, 辅助绕组又叫

起动绕组。两个绕组均装在定子上，并且相差 90° 空间电角度。

单相异步电动机的转子是笼型的。

一、工作原理

先来分析一下单相异步电动机只有一个绕组（工作绕组）通电时的磁动势和电磁转矩。从交流电机绕组产生磁动势的原理知道，单相异步电动机只有主绕组通入单相交流电流时，将产生空间正弦分布的脉振磁动势 \dot{F} 。一个脉振磁动势可以看成为转速相同、转向相反的两个旋转磁动势合成的，一个是正转磁动势 \dot{F}^+ ，一个是反转磁动势 \dot{F}^- ， $\dot{F}^+ = \dot{F}^-$ 。这两个旋转磁动势分别产生正转磁场 Φ^+ 和反转磁场 Φ^- ，这两个相反的磁场作用于静止的转子，产生两个大小相等、方向相反的电磁转矩 T^+ 和 T^- ，作用于转子上的合成转矩为 0，也就是说，一个绕组的单相异步电动机没有起动转矩。若把逆时针方向作为正方向，各物理情况如图 15-3 所示。

只有一个绕组的单相异步电动机虽然没有起动转矩，但电机转子一旦借外力旋转以后，它对两个相反方向旋转的旋转磁场有了不同的转差率，同样设转子的逆时针方向为正方向，那么转子对正向磁场的转差率为

$$s^+ = \frac{n_1 - n}{n_1} = s$$

对反向旋转磁场而言，电动机转差率为

$$s^- = \frac{n_1 - (-n)}{n_1} = 2 - s^+$$

正向电磁转矩 T^+ 和反向电磁转矩 T^- 与转差率的关系如图 15-4 所示。

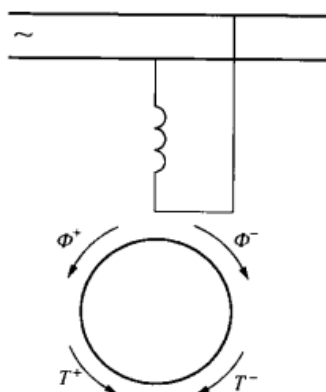


图 15-3 单相异步电动机的磁场和转矩

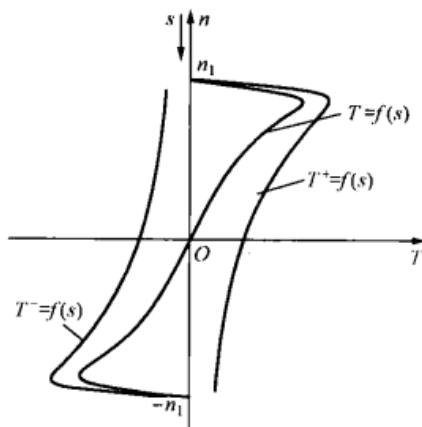


图 15-4 单相异步电动机的 $T-s$ 曲线

当 $0 < s^+ < 1$ 时， T^+ 为驱动电磁转矩， T^- 为制动电磁转矩，而且 $T^+ > |T^-|$ ；当 $0 < s^- < 1$ 时， T^+ 为制动电磁转矩， T^- 为驱动电磁转矩，而且 $|T^-| > T^+$ ；当 $s=1$ 时， T^+ 与 T^- 大小相等、方向相反，合成转矩为 0。

当转子静止时， $s=1$ ，合成转矩为 0，故没有起动转矩；当转子受外力而正转时 $0 < s^+ < 1$ ， $T^+ > |T^-|$ ，合成转矩为正，故外力消失后，电机仍能继续以正方向旋转，升速到合成电磁转矩与负载转矩平衡时，电机以稳定转速正方向旋转；同样的，电机当受外力而反转时， $0 < s^- < 1$ ， $|T^-| > T^+$ ，合成转矩为负，故外力消失后，电机仍能继续以反方向旋转，升速到合成电磁转矩与负载转矩平衡时，电机以稳定速度反方向旋转。

单相异步电动机只有一个绕组接单相电源时,建立起来的是脉振磁动势,无法产生起动转矩。当有外力带动转动时,脉振磁动势转变为椭圆形旋转磁动势,合成电磁转矩不再为0,电机转子继续沿原方向加速,椭圆形旋转磁动势会逐步接近圆形旋转磁动势,电动机加速到接近同步转速。

总之,没有任何起动措施的单相异步电动机没有起动转矩,但一经起动,就会继续转动,而且其旋转方向是随意的,跟随着外力的方向而变。

二、单相异步电动机的主要类型和起动方法

由以上分析可知,单相异步电动机的运行原理和三相异步电动机基本相同,但具有其自身的特点。单相异步电动机通常在定子上有两相绕组,转子是普通笼型的。根据定子两个绕组在定子上的分布以及供电情况的不同,可以产生不同的起动特性和运行特性。一般单相异步电动机有以下几种类型:

- (1) 单相电阻分相起动异步电动机;
- (2) 单相电容分相起动异步电动机;
- (3) 单相电容运转异步电动机;
- (4) 单相电容起动与运转异步电动机;
- (5) 单相罩极式异步电动机。

单相异步电动机一个绕组接上单相电源后产生的是一个脉振磁动势,在转子静止时,这个脉振磁动势由两个大小相等、方向相反的正转磁动势和反转磁动势合成,正转磁动势产生的正转电磁转矩与反转磁动势产生的反转电磁转矩也是大小相等、方向相反的,其合成电磁转矩为0,故电动机无法起动。但若加强正转磁动势,同时削弱反转磁动势,那么脉振磁动势变为椭圆形旋转磁场,如果参数适当,甚至可以变为圆形旋转磁场,那么就会产生起动转矩并正常运行。据此,要使单相异步电动机产生起动转矩,一个简单而有效的方法就是增加一个起动绕组,起动绕组接上单相电源后又建立一个脉振磁动势,且与原来脉振磁动势位置不同,相位也不同,与工作绕组共同建立椭圆旋转磁场,从而产生起动转矩。

(一) 电阻分相起动

单相异步电动机除工作绕组外,还装有起动绕组,起动绕组与工作绕组相差 90° 空间电角度,并在起动绕组中串入电阻 R ,然后与工作绕组共同接到同一单相电源上,如图15-5所示。起动绕组串入电阻 R 后,其总电阻增大,电阻与电抗之比大于工作绕组的电阻与电抗之比,从而使起动绕组中电流 \dot{I}_2 滞后电压 \dot{U}_1 的相位角小于工作绕组中电流 \dot{I}_1 滞后电压 \dot{U}_1 的相位角,即起动绕组中的电流 \dot{I}_2 超前于工作绕组中的电流 \dot{I}_1 ,如图15-6所示,两个电流有相位差,形成椭圆形磁场,从而产生起动转矩。

工作绕组与起动绕组的阻抗都是电感性的,两个绕组的电流虽有相位差,但相位差并不大,所以在电动机气隙内产生的旋转磁场椭圆度较大,因而产生的起动转矩较小,起动电流较大。

单相异步电动机的起动绕组也可不串接电阻 R ,只需用较细的导线绕制起动绕组,同时将匝数做得比工作绕组少一些,以增加其电阻减少其电抗,也可达到串电阻的效果。

另外,在单相异步电动机起动后,为了保护起动绕组,同时减少损耗,常在起动绕组中

串接离心开关 S ，当电机转子达到大约 75% 额定转速时，离心开关将自动断开，将起动绕组从电源切除，让工作绕组单独运行。因此，起动绕组可以按短期工作设计。

如果需要改变电阻分相式电动机的转向，只要把工作绕组与起动绕组相并联的引出线对调即可实现。

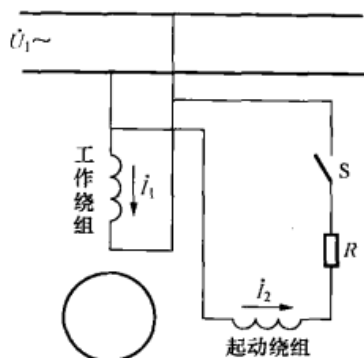


图 15-5 单相异步电动机的电阻分相起动

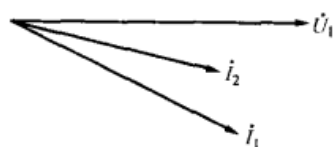


图 15-6 电阻分相起动的相量图

(二) 电容分相

单相异步电动机电容分相起动，是在起动绕组中串接电容 C ，然后与工作绕组共同接到同一单相电源上，如图 15-7 (a) 所示。工作绕组的阻抗呈感性，其电流 \dot{I}_1 落后于电源电压 \dot{U}_1 一相角 φ_1 ，而串接了电容的起动绕组的阻抗呈容性，其电流 \dot{I}_2 超前于电源电压 \dot{U}_1 一相角 φ_2 ，如图 15-7 (b) 所示。如果电容的参数选取合适，可以使 $\varphi_1 + \varphi_2 = 90^\circ$ ，即可以使起动绕组的电流 \dot{I}_2 超前于工作绕组的电流 \dot{I}_1 90° 电角度，那么在单相异步电动机气隙内建立起椭圆度较小（近似于圆形）的旋转磁场，从而可获得比较好的起动性能。

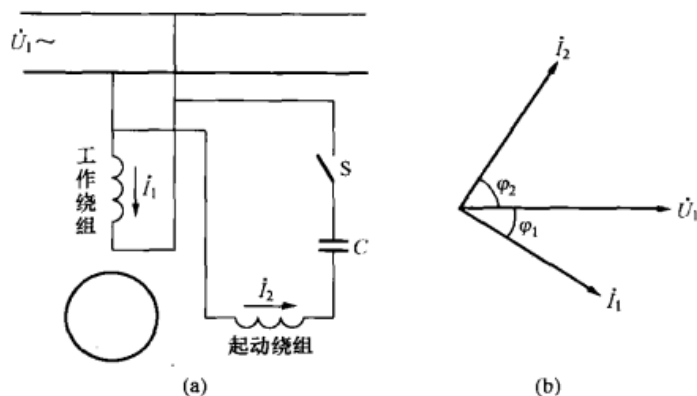


图 15-7 电容分相起动接线图及相量图

(a) 接线图；(b) 相量图

如果起动绕组是按短时工作设计，起动电容是按短时工作选取，那么可以在转子轴上安装离心开关 S ，当转速达到额定转速的 75% 左右时，离心开关在离心力的作用下自行断开，从而切断起动绕组的电源只让工作绕组单独运行，这种电机叫做电容起动电机。

如果起动绕组是按长期工作设计，起动电容也是按长期工作选取，那么起动绕组不仅在单相异步电动机

起动时用，而且还与工作绕组一起长期工作，这种电动机叫做电容电动机。实际上，电容电动机就是一台两相电动机，可以改善功率因数，提高电动机的过载能力。下面分析一下电容电动机，如果所串的电容器使起动绕组的电流 \dot{I}_2 超前于工作绕组的电流 90° ，那么建立的旋转磁场是圆形或接近圆形，运行性能较好，但是起动性能较差些；如果加大电容，起动转矩较大，起动性能较好，但正常运行后，旋转磁场的椭圆度较大。既想得到较好的起动性能，又想使在正常工作时形成近似圆形的旋转磁场，那么可以把与起动

绕组串联的电容采用两个电容并联的方式,如图 15-8 所示。起动时,两个电容 C 和 C_{st} 并联使用,起动转矩较大,当转速达额定转速的 75% 时,离心开关把电容 C_{st} 切除,使电机建立的磁场是近似的圆形旋转磁场。通过这些措施既可以获得较好的起动性能,同时也能获得较好的运行性能。

与电阻分相一样,若要改变电机转向,只需把起动绕组与工作绕组相并联的出线对调即可实现。

(三) 罩极起动

罩极起动电动机的定子铁心通常做成凸极式,也是由硅钢片叠压而成。每个极上装有工作绕组,每个磁极极靴的一边开一个小槽,用短路铜环 K 把部分极靴罩起来,如图 15-9 所示。其实短路铜环 K 就相当于起动绕组。

当工作绕组接入单相交流电源时,产生的磁通可分为两部分,一部分 $\dot{\Phi}_0$ 不穿过短路环 K ; 另一部分 $\dot{\Phi}_1$ 穿过短路环 K ; 那么在短路环中感应产生 \dot{E}_K 和 \dot{I}_K , \dot{I}_K 也产生一个磁通 $\dot{\Phi}_K$ 。所以穿过短路铜环 K 的总磁通应是工作绕组产生的通过短路环的磁通 $\dot{\Phi}_1$ 与 \dot{I}_K 产生的磁通 $\dot{\Phi}_K$ 的合成,即穿过短路环 K 的总磁通 $\dot{\Phi}_2 = \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_K$, 如图 15-10 所示。

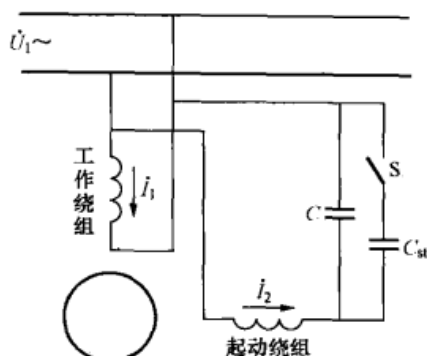


图 15-8 单相电容起动
与运转异步电动机

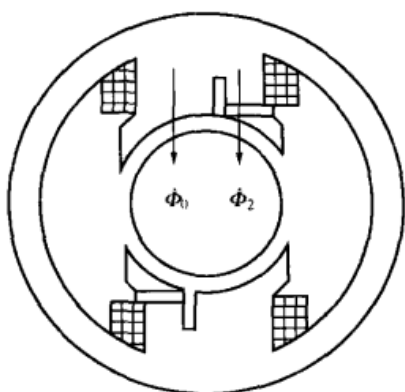


图 15-9 罩极式电动机结构示意图

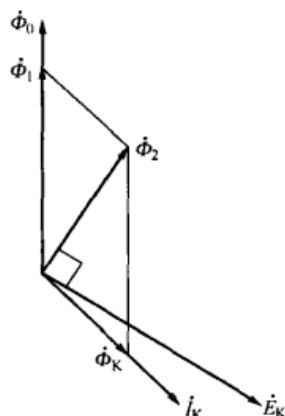


图 15-10 罩极式电动机相量图

由上述分析可知,电动机气隙中未罩部分的磁通 $\dot{\Phi}_0$ 与被罩部分的磁通 $\dot{\Phi}_2$ 在空间上处于不同位置,在时间上又有一定的相位差,因此其合成的磁场是一个沿着某一方向推移的磁场。由于 $\dot{\Phi}_0$ 超前于 $\dot{\Phi}_2$, 故合成磁场从 $\dot{\Phi}_0$ 移向 $\dot{\Phi}_2$ 。该磁场实质是一种椭圆度很大的旋转磁场,电动机可产生一定的起动转矩,但起动转矩很小。

随着家用电器的快速发展,单相异步电动机得到了非常广泛的应用。电容电动机的起动转矩相对较大,普遍用于电冰箱、空调等家用电器之中,容量从几十瓦到上千瓦;而罩极式电动机的起动转矩较小,主要用于小型电扇、电唱机和录音机中,容量在几十瓦以内;另外电阻起动的电动机常用于医疗器械之中,容量从几十瓦到几百瓦。

第三节 伺服电动机

伺服电动机又称执行电动机，其功能是把所接收的电信号转换为电动机转轴上的角位移或角速度的变化。伺服电动机的转速通常要比控制对象（电动机的负载）的运动速度高得多，一般都是通过减速机构（如齿轮）将两者连接起来。

伺服电动机按电流种类的不同，可分为直流伺服电动机和交流伺服电动机两大类。直流伺服电动机中应用最多的是电磁式和永磁式直流伺服电动机。近年来，为了适应不同的需要，又发展了无槽电枢、空心杯电枢、印制绕组电枢的直流伺服电动机及无刷直流伺服电动机。

一、直流伺服电动机

常见的直流伺服电动机实际上就是一台他励直流电动机，其结构与普通小型直流电动机相同。为了减小转动惯量，电枢做得细长。永磁式直流伺服电动机的磁极由永久磁铁制成。无槽电枢直流伺服电动机，电枢铁心为光滑的圆柱体，电枢绕组用耐热环氧树脂固定在铁心表面上。印制绕组直流伺服电动机，在圆形绝缘薄片上印制裸露的绕组构成电枢，磁极轴向安装，且有扇面形极靴。无刷直流伺服电动机，定子为多相绕组，转子用永久磁钢制成，以电子换向装置代替了普通直流电动机的电刷和换向器。

当直流伺服电动机励磁绕组和电枢绕组都通过电流时，直流电动机转动起来，当其中的一个绕组断电时，电动机立即停转，故输入的控制信号，既可加到励磁绕组上，也可加到电枢绕组上；若把控制信号加到电枢绕组上，通过改变控制信号的大小和极性来控制转子转速的大小和方向，这种方式叫做电枢控制；若把控制信号加到励磁绕组上进行控制，这种方式叫做磁场控制，磁场控制有严重的缺点（调节特性在某一范围不是单值函数，每个转速对应两个控制信号），使用的场合很少。

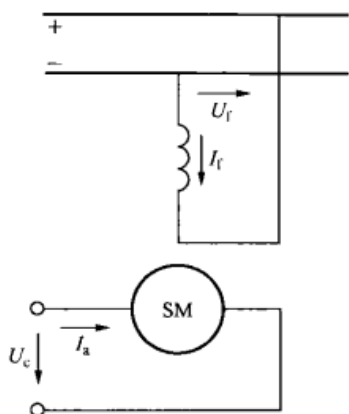


图 15-11 电枢控制直流
伺服电动机线路图

直流伺服电动机进行电枢控制时，电枢绕组即为控制绕组，控制电压 U_c 直接加到电枢绕组上进行控制。而励磁方式则有两种：一种用励磁绕组通过直流电流进行励磁，称为电磁式直流伺服电动机；另一种使用永久磁铁作磁极省去励磁绕组，称为永磁式直流伺服电动机。

电枢控制直流伺服电动机的线路图如图 15-11 所示，励磁绕组接到电压恒定为 U_f 的直流电源上，产生励磁电流 I_f ，从而产生励磁磁通 Φ_0 ，电枢绕组接控制电压 U_c 。那么直流伺服电动机电枢回路的电压平衡方程式为

$$U_c = E_a + I_a R_a \quad (15-3)$$

若不计电枢反应的影响，电机的每极气隙磁通 Φ 将保持不变，则

$$E_a = C_e \Phi n \quad (15-4)$$

$$T = C_T \Phi I_a \quad (15-5)$$

（一）机械特性

由式 (15-3) ~ 式 (15-5) 可以得到电枢控制的直流伺服电动机的机械特性方程式为

$$n = \frac{U_c}{C_e \Phi} - \frac{R_a}{C_e C_T \Phi^2} T = n_0 - \beta T \quad (15-6)$$

改变控制电压 U_c ，而机械特性的斜率 β 不变，故其机械特性是一组平行的直线，如图 15-12 所示。理想空载转速

$$n_0 = \frac{U_c}{C_e \Phi}$$

机械特性曲线与横轴的交点处的转矩就是 $n=0$ 时的转矩，即直流伺服电动机的堵转转矩

$$T_k = \frac{C_T \Phi}{R_a} U_c$$

控制电压为 U_c 时，若负载转矩 $T_2 \geq T_k$ ，则电机堵转。

(二) 调节特性

调节特性是指在一定的转矩下电机的转速 n 与控制电压 U_c 的关系。调节特性也可由式 (15-6) 画出，如图 15-13 所示，调节特性也是一组平行线。

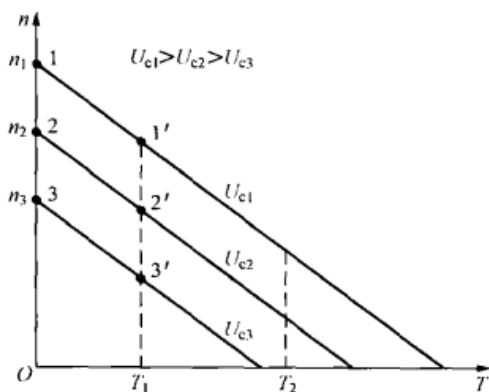


图 15-12 直流伺服电动机的机械特性

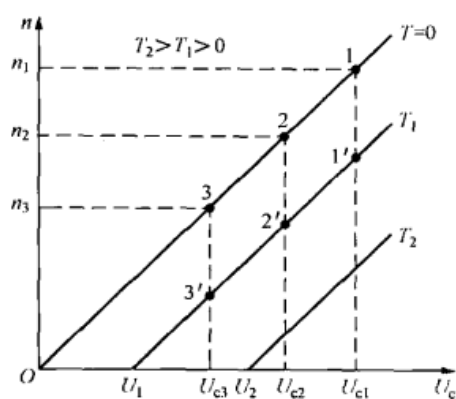


图 15-13 直流伺服电动机的调节特性

由调节特性可以看出，当转矩不变时，如 $T=T_1$ ，增强控制信号 U_c ，直流伺服电动机的转速增加，且呈正比例关系；反之，减弱控制信号 U_c ，减弱到某一数值 U_1 直流伺服电动机停止转动，即在控制信号 U_c 小于 U_1 时，电机堵转，要使电机能够转动，控制信号 U_c 必须大于 U_1 才行，故 U_1 叫做始动电压。实际上始动电压就是调节特性与横轴的交点。所以，从原点到始动电压之间的区段，叫做某一转矩时直流伺服电动机的失灵区。由图 15-13 可知， T 越大，始动电压也越大，反之亦然；当为理想空载时， $T=0$ ，始动电压为 0V，即只要有信号，不管是大小，电机都转动。

从上述分析可知，电枢控制时的直流伺服电动机的机械特性和调节特性都是线性的，而且不存在“自转”现象（控制信号消失后，电机仍不停止转动的现象叫做“自转”现象），在自动控制系统中是一种很好的执行元件。

二、交流伺服电动机

(一) 工作原理

图 15-14 所示为交流伺服电动机原理图，图中 f 和 c 表示装在定子上的两个绕组，它们在空间相差 90° 电角度。绕组 f 是由定值交流电压励磁，称为励磁绕组；绕组 c 是由伺服放大器供电而进行控制的，故称为控制绕组。转子为笼型。

交流伺服电动机的工作原理与单相异步电动机相似，当它在系统中运行时，励磁绕组固

定地接到电源上, 控制电压为零时, 气隙内磁场为脉振磁场, 电动机无起动转矩, 转子不转。若有控制电压加在控制绕组上, 且控制绕组内流过的电流和励磁绕组内的电流不同相, 则在气隙内建立了一定大小的旋转磁场。此时就电磁过程而言, 就是一台分相式的单相异步电动机, 因此电动机有了起动转矩, 转子就旋转起来。但是这种伺服性仅仅表现在伺服电动机原来处于静止状态下。伺服电动机在自动控制系统中是起执行命令的作用, 因此不仅要求其在静止状态下能服从控制电压的命令而转动, 而且要求其在受控起动以后, 一旦信号消失, 即控制电压除去, 电动机能立即停转。如果伺服电动机的参数选择和一般单相异步电动机相似, 它就会和单相异步电动机一样, 电动机一经转动, 即使在单相励磁下, 还会继续转动, 这样, 电动机就失去控制, 伺服电动机的这种失控而自行旋转的现象称为“自转”。

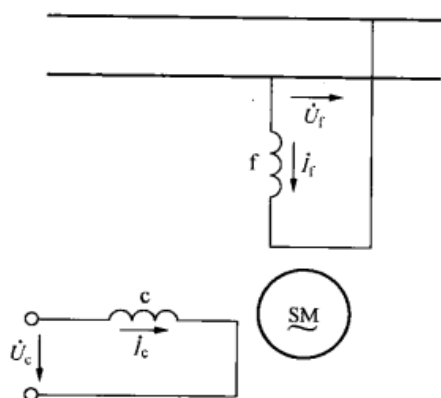


图 15-14 交流伺服电动机原理图

自转现象显然不符合可控性的要求。那么, 怎样消除“自转”这种失控现象呢?

从单相异步电动机理论可知, 单相绕组通过电流产生的脉振磁场可以分解为正向旋转磁场和反向旋转磁场, 正向旋转磁场产生正转矩 T^+ , 起拖动作用, 反向旋转磁场产生负转矩 T^- , 起制动作用, 正转矩 T^+ 和负转矩 T^- 与转差率 s 的关系如图 15-15 中虚线所示, 电机的电磁转矩 T 应为正转矩 T^+ 和负转矩 T^- 的合成, 在图 15-15 中用实线表示。

如果交流伺服电动机的电机参数与一般的单相异步电动机一样, 那么转子电阻较小, 其机械特性如图 15-15 (a) 所示, 当电机正向旋转时 $s^+ < 1$, $T^+ > T^-$, 合成转矩即电机电磁转矩 $T = T^+ + T^- > 0$, 所以, 即使控制电压消失, 即 $U_c = 0$ 后, 电机在只有励磁绕组通电的情况下运行, 仍有正向电磁转矩, 电机转子仍会继续旋转, 只不过电机转速稍有降低而已, 于是产生“自转”现象而失控。

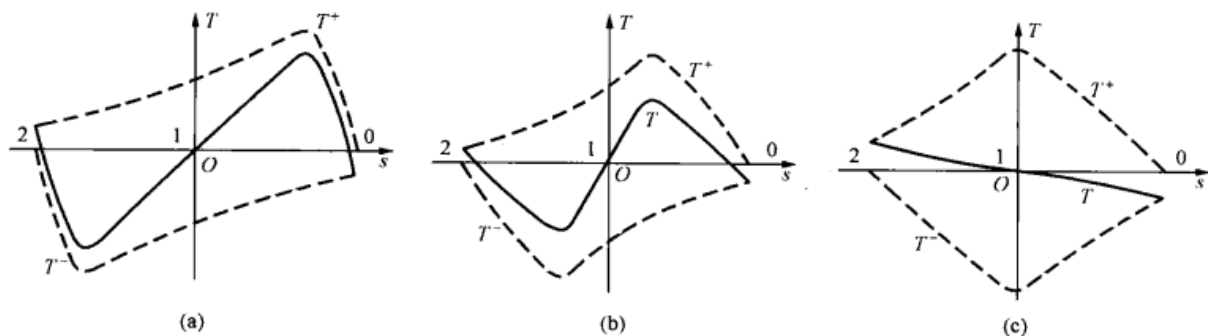


图 15-15 交流伺服电动机自转的消除

“自转”的原因是控制电压消失后, 电机仍有与原转速方向一致的电磁转矩。消除“自转”的方法是消除与原转速方向一致的电磁转矩, 同时产生一个与原转速方向相反的电磁转矩, 使电机在 $U_c = 0$ 时停止转动。

可以通过增加转子电阻的办法来消除“自转”。

增加转子电阻后, 正向旋转磁场产生最大转矩 T_m^+ 时的临界转差率 s_m^+ 为

$$s_m^+ \approx \frac{R'_2}{X_1 + X'_2}$$

s_m^+ 随转子电阻 R_2' 的增加而增加, 而反向旋转磁场所产生的最大转矩所对应的转差率 $s_m^- = 2 - s_m^+$ 则相应减小, 合成转矩即电机电磁转矩相应减小, 如图 15-15 (b) 所示。如果继续增加转子电阻, 使正向磁场产生最大转矩时的 $s_m^+ > 1$, 正向旋转的电机在控制电压消失后的电磁转矩为负值, 即为制动转矩, 使电机制动到停止; 若电机反向旋转, 则在控制电压消失后的电磁转矩为正值, 也为制动转矩, 也使电机制动到停止, 从而消除“自转”现象, 如图 15-15 (c) 所示。所以要消除交流伺服电动机的“自转”现象, 在设计电机时, 必须满足

$$s_m^+ \approx \frac{R_2'}{X_1 + X_2'} \geq 1$$

即

$$R_2' \geq X_1 + X_2'$$

增大转子电阻 R_2' , 使 $R_2' \geq X_1 + X_2'$, 不仅可以消除“自转”现象, 还可以扩大交流伺服电动机的稳定运行范围。但转子电阻过大, 会降低起动转矩, 从而影响快速响应性能。

(二) 基本结构

交流伺服电动机的定子与异步电动机类似, 在定子槽中装有励磁绕组和控制绕组, 而转子主要有两种结构形式。

(1) 笼型转子: 这种笼型转子和三相异步电动机的笼型转子一样, 但笼型转子的导条采用高电阻率的导电材料制造, 如青铜、黄铜。另外, 为了提高交流伺服电动机的快速响应性能, 宜把笼型转子做得又细又长, 以减小转子的转动惯量。

(2) 非磁性空心杯转子: 如图 15-16 所示, 非磁性空心杯转子直流伺服电动机有两个定子, 即外定子和内定子。外定子铁心槽内安放了励磁绕组和控制绕组, 而内定子一般不放绕组, 仅作磁路的一部分; 空心杯转子位于内外绕组之间, 通常用非磁性材料 (如钢、铝或铝合金) 制成, 在电机旋转磁场作用下, 杯型转子内感应产生涡流, 涡流再与主磁场作用产生电磁转矩, 使杯型转子转动起来。

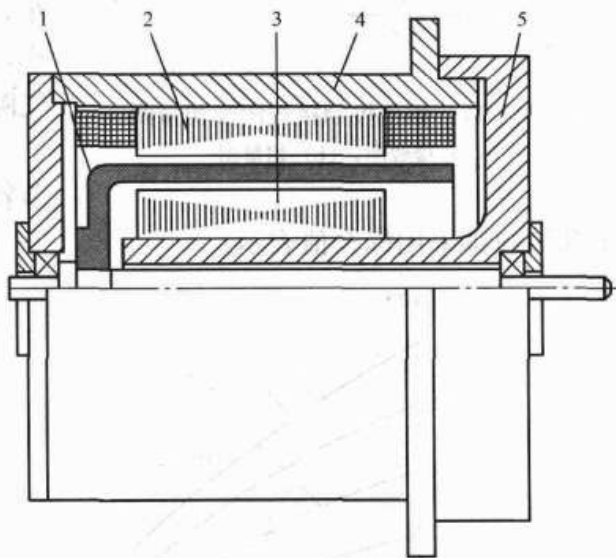


图 15-16 非磁性空心杯转子结构图

1—空心杯转子; 2—外定子; 3—内定子;
4—机壳; 5—端盖

由于非磁性转子空心杯的壁厚比较薄, 约为 $0.2 \sim 0.6 \text{ mm}$, 因而其转动惯量很小, 电机快速响应性能好, 而且运转平稳平滑, 无抖动现象。由于使用内外定子, 气隙较大, 电机励磁电流较大, 体积也较大。

(三) 控制方式

如果在交流伺服电动机的励磁绕组和控制绕组上分别加上两个幅值相等、相位差 90° 角度的电压, 那么电机的气隙磁场是一个圆形旋转磁场。如果改变控制电压 \dot{U}_c 的大小或相位, 所产生气隙磁场变为椭圆形旋转磁场, 控制电压 \dot{U}_c 的大小或相位不同, 气隙的椭圆形旋转磁场的椭圆度不同, 产生的电磁转矩也不同, 从而可以调节电机的转速; 当 \dot{U}_c 的幅值

为 0V 或者 \dot{U}_c 与 \dot{U}_f 相位差为 0° 电角度时, 气隙磁场为脉振磁场, 无起动转矩。因此, 交流伺服电动机的控制方式有以下三种。

1. 幅值控制

如图 15-17 所示, 幅值控制是通过改变控制电压 \dot{U}_c 的大小来控制电机转速, 此时控制电压 \dot{U}_c 与励磁电压 \dot{U}_f 之间的相位差始终保持 90° 电角度。若控制绕组的额定电压 $\dot{U}_{cN} = \dot{U}_f$, 控制信号的大小可表示为 $U_c = \alpha U_{cN}$, α 称为有效信号系数, 以 U_{cN} 为基值。控制电压 \dot{U}_c 的标么值为

$$U_c^* = \frac{U_c}{U_{cN}} = \frac{\alpha U_{cN}}{U_{cN}} = \alpha = \frac{U_c}{U_f}$$

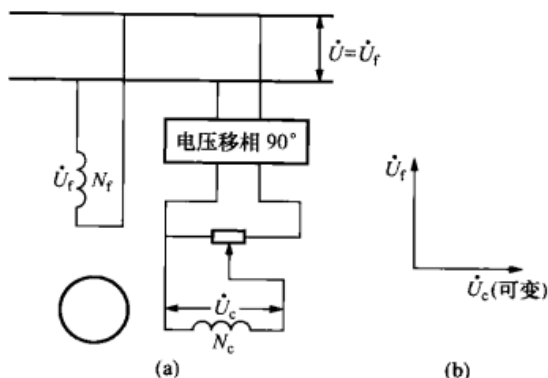


图 15-17 幅值控制接线图及相量图

(a) 接线图; (b) 相量图

当有效信号系数 $\alpha=1$ 时, 控制电压 \dot{U}_c 与 \dot{U}_f 的幅值相等、相位相差 90° 电角度, 且两绕组空间相差 90° 电角度。此时所产生的气隙磁动势为圆形旋转磁动势, 产生的电磁转矩最大; 当 $\alpha < 1$ 时, 控制电压的幅值小于励磁电压, 所建立的气隙磁场为椭圆形旋转磁场, 产生的电磁转矩减小。 α 越小, 气隙磁场的椭圆度越大, 产生的电磁转矩越小, 电机转速越慢。在 $\alpha=0$ 时, 控制信号消失, 气隙磁场为脉振磁场, 电机不转或停转。

幅值控制的交流伺服电动机的机械特性和调节特性分别如图 15-18 (a)、(b) 所示, 图中的

转矩和转速都采用标么值表示。

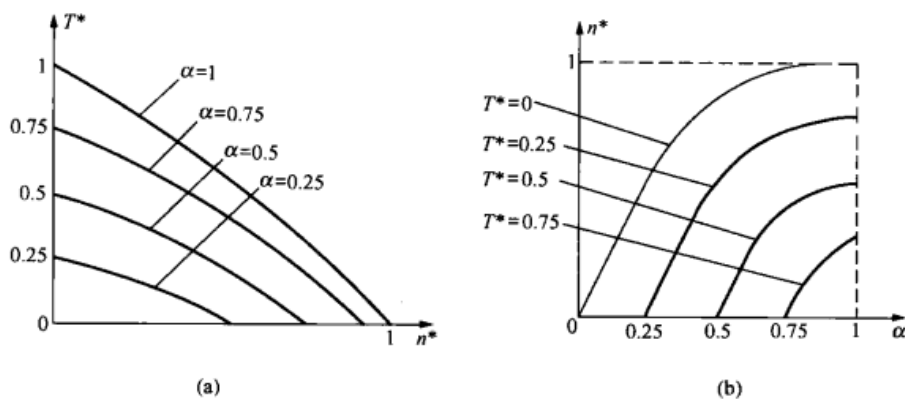


图 15-18 幅值控制时的特性

(a) 机械特性; (b) 调节特性

2. 相位控制

这种控制方式通过改变控制电压 \dot{U}_c 与励磁电压 \dot{U}_f 之间的相位差来实现对电机转速和转向的控制, 控制电压 \dot{U}_c 的幅值保持不变。

如图 15-19 所示, 励磁绕组直接接到交流电源上, 控制绕组经移相器后接到同一交流电压上, \dot{U}_c 与 \dot{U}_f 的频率相同。 \dot{U}_c 相位通过移相器可以改变, 从而改变 U_f 与 U_c 之间的相位差 β , $\sin\beta$ 称为相位控制的信号系数。

改变 \dot{U}_c 与 \dot{U}_f 相位差 β 的大小, 可以改变电机的转速, 还可以改变电机的转向, 将交流伺服电动机的控制电压的相位改变 180° 电角度时 (即极性对换), 若原来的控制绕组内的电流 \dot{I}_c 超前于励磁电流 \dot{I}_f , 相位改变 180° 电角度后, \dot{I}_c 反而滞后 \dot{I}_f , 电机气隙磁场的旋转方向与原来相反, 使交流伺服电动机反转。

相位控制的机械特性和调节特性与幅值控制相似, 也为非线性。

3. 幅值—相位控制

交流伺服电动机的幅值—相位控制线路图如图 15-20 所示。励磁绕组串接电容 C 后再接到交流电源上, 控制电压 \dot{U}_c 与电源同相位, 但幅值可以调节。当 \dot{U}_c 的幅值改变时, 由于转子绕组的耦合作用, 使励磁绕组的电流 \dot{I}_f 也变化, 从而使励磁绕组上的电压 \dot{U}_f 及电容 C 上的电压也跟随改变, \dot{U}_c 与 \dot{U}_f 的相位差 β 也随之改变, 即改变 \dot{U}_c 的大小, \dot{U}_c 与 \dot{U}_f 的相位差也随之改变, 从而改变电机的转速。

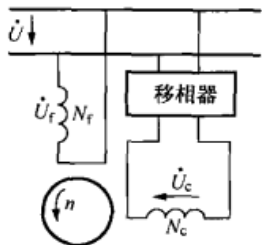


图 15-19 相位控制接线图

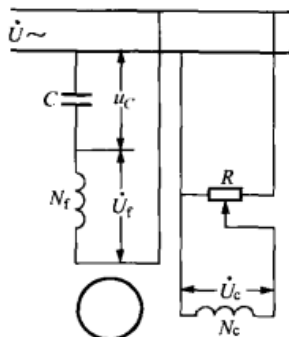


图 15-20 幅值—相位控制接线图

幅值—相位控制线路简单, 不需要复杂的移相装置, 只需电容进行分相, 具有线路简单、成本低廉、输出功率较大的优点, 因而成为使用最多的控制方式。

第四节 测速发电机

测速发电机的功能是把机械转速信号变换成电压信号。它的输出电压应与转速成正比, 在自动控制系统和计算装置中应用甚广, 其用途主要是作校正元件和计算元件用。

按电流种类的不同, 测速发电机分为直流测速发电机和交流测速发电机两大类。

一、直流测速发电机

(一) 基本结构与工作原理

直流测速发电机在结构上与普通小型直流电机相同, 一般为两极。按励磁方式可分为电磁式和永磁式, 电磁式的磁极由铁心和线圈组成, 通以励磁电流建立磁场; 永磁式的磁极用永久磁钢构成。

直流测速发电机的工作原理与普通直流发电机相同。若励磁电压恒定, 并假设主磁通不变, 它的电枢随机械旋转时, 导体切割磁通, 就会在电刷间得到感应电动势, 电动势与转速成正比。

(二) 输出特性

输出特性是输出电压与转子转速间的关系。

空载时

$$U = E_a = C_e \Phi n = C_1 n$$

负载时, 电枢绕组中电流为 I_a , 电枢电阻为 R_a , 负载电阻为 R_L , 忽略电枢反应, 其端电压为

$$U = E_a - I_a R_a = E_a - \frac{U}{R_L} R_a$$

可得

$$U = \frac{E_a}{1 + \frac{R_a}{R_L}} = \frac{C_e \Phi n}{1 + \frac{R_a}{R_L}} = C n \quad (15-7)$$

即输出电压 U 与转速 n 成正比, 负载时, $U < E_a$ 。

负载电阻 R_L 一定, 当转速较高时 U 较大, I_a 也较大, 电枢反应产生去磁作用使磁通 Φ 减小, 输出电压 U 相应要降低。为了减小电枢反应的去磁作用, 使用直流测速发电机时, 转速范围不要太大, 负载电阻不能太小, 电磁式直流测速发电机可以安装补偿绕组。

二、交流测速发电机

自动控制系统中应用最广泛的是空心杯转子异步测速发电机。

(一) 基本结构

异步测速发电机的结构与交流伺服电动机相似, 也有笼型转子和杯型转子两种。杯型转子异步测速发电机的精度比笼型转子异步测速发电机高得多, 而且它的转动惯量小, 不会影响系统的快速性, 因而应用最广泛。

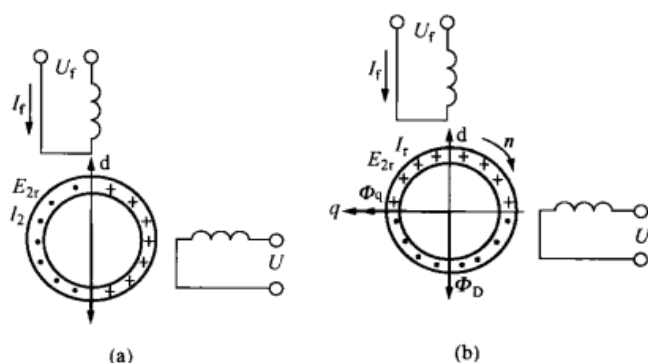


图 15-21 空心杯转子异步测速发电机原理图

杯型转子是一个薄壁非磁性杯, 为了使测速发电机输出特性的线性度好、性能稳定, 要求其转子电阻比伺服电机的转子电阻更大一些, 因此, 通常采用电阻率大、温度系数小的硅锰青铜或锡锌青铜制成。杯壁厚为 $0.2 \sim 0.3 \text{ mm}$ 。异步测速发电机的内定子上嵌有在空间相差 90° 电角度的两个绕组, 其中一个作为励磁绕组, 由恒定的交流电压励磁; 另一个作为输出绕组, 它的两个端子的电压就是测速发电

机的输出电压, 如图 15-21 所示。

(二) 基本原理

如图 15-21 (a) 所示, 当定子励磁绕组外接频率为 f 的恒压交流电源 U_f , 励磁绕组中有电流 I_f 流过, 在直轴 (即 d 轴) 上产生以频率 f 脉振的磁通 Φ_D 。

在转子不动时, 脉振磁通 Φ_D 在空心杯转子中感应出变压器电动势 (空心杯转子可以看成有无数根导条的笼型转子, 相当于变压器短路时的二次绕组, 而励磁绕组相当于变压器的一次绕组), 产生的磁场与励磁电源同频率的脉振磁场 Φ_D , 也为 d 轴, 都与处于 q 轴的输出绕组无磁通交链, 在转子转动时, 转子切割直轴磁通 Φ_D , 在杯型转子中感应产生旋转电动势 E_r , 其大小正比于转子转速 n , 并以励磁磁场 Φ_D 的脉振频率 f 交变, 又因空心杯转子相当于短路绕组, 故旋转电动势 E_r 在杯型转子中产生交流短路电流 I_r , 其大小正比于 E_r , 其

频率为 E_r 的交变频率 f , 若忽略杯型转子的漏抗的影响, 那么电流 I_r 所产生的脉振磁通 Φ_q 的大小正比于 E_r , 在空间位置上与输出绕组的轴线 (q 轴) 一致, 因此转子脉振磁场 Φ_q 与输出绕组相交链而产生感应电动势 E , 据以上分析有

$$E \propto \Phi_q \propto I_r \propto E_r \propto n$$

输出绕组感应产生的电动势 E 实际就是交流异步测速发电机输出的空载电压 U , 其大小正比于转速 n , 其频率为励磁电源的频率 f 。

(三) 误差分析

异步测速发电机的误差主要有三种: 非线性误差、剩余电压误差和相位误差。

1. 非线性误差

只有严格保持直轴磁通 Φ_d 不变的前提下, 异步测速发电机的输出电压才与转子转速成正比。但在实际中直轴磁通 Φ_d 是变化的, 原因主要有两个方面: 一方面是转子旋转时产生的 q 轴脉振磁场 Φ_q , 杯型转子也同时切割该磁场, 从而产生 d 轴磁动势并使 d 轴磁通产生变化; 另一方面, 杯型转子的漏抗是存在的, 它产生的是直轴磁动势, 也使直轴磁通产生变化。这两个方面的原因引起直轴磁通变化的结果是使测速发电机产生非线性误差。

为了减小转子漏抗造成的非线性误差, 异步测速发电机都采用非磁性空心杯转子, 常用电阻率大的磷青铜制成, 以增大转子电阻, 从而可以忽略转子漏抗, 与此同时使杯型转子转动时切割交轴磁通 Φ_q 而产生的直轴磁动势明显减弱。

另外, 提高励磁电源频率, 即提高电机的同步转速, 也可提高线性度, 减小非线性误差。

2. 剩余电压

当转子静止时, 交流测速发电机的输出电压应当为零, 但实际上还会有一个很小的电压输出, 此电压称为剩余电压。剩余电压虽然不大, 但却使控制系统的准确度大为降低, 影响系统的正常运行, 甚至会产生误动作。

产生剩余电压的原因很多, 最主要的原因是制造工艺不佳所致, 如定子两相绕组并不完全垂直, 从而使输出绕组与励磁绕组之间存在耦合作用, 气隙不均、磁路不对称、空心杯转子的壁厚不均以及制造杯型转子的材料不均等都会造成剩余电压误差。

要减小剩余电压误差, 根本方法无疑是提高制造和加工的精度; 也可采用一些措施进行补偿, 阻容电桥补偿法是常用的补偿方法。如图 15-22 所示, 调节电阻 R_1 的大小以改变附加电压的大小, 调节电阻 R 的大小以改变附加电压的相位, 从而使附加电压与剩余电压相位相反、大小近似相等, 补偿效果良好。

3. 相位误差

在自动控制系统中不仅要求异步测速发电机输出电压与转速成正比, 而且还要求输出电压与励磁电压同相位。输出电压与励磁电压的相位误差是由励磁绕组的漏抗、杯型转子的漏抗产生的, 可在励磁回路中串电容进行补偿。

测速发电机与伺服电机配合, 广泛使用于速度控制或位置控制系统中, 如在稳速控制系统中, 测速发电机将速度转换为电压信号作为速度反馈信号, 可达到较高的稳定性和较高的精度, 在计算解答装置中, 常作为微分、积分元件。

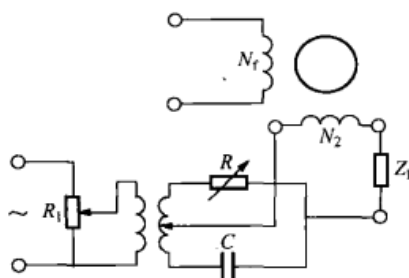


图 15-22 剩余电压补偿原理图

第五节 旋转变压器

旋转变压器是自动装置中较常用的精密控制电机。当旋转变压器的定子绕组施加单相交流电时，其转子绕组输出的电压与转子转角成正余弦或线性等函数关系。

旋转变压器结构与绕线型异步电动机类似，其定子、转子铁心通常采用高磁导率的铁镍硅钢片冲叠而成，在定子铁心和转子铁心上分别冲有均匀分布的槽，里边分别安装有两个在空间上互相垂直的绕组，通常设计为 2 极，转子绕组经电刷和集电环引出。

旋转变压器的种类很多，其中正余弦旋转变压器、线性旋转变压器较为常用。

一、正余弦旋转变压器

(一) 正余弦旋转变压器的工作原理

转子绕组输出的电压是转子转角的正余弦函数关系的旋转变压器，叫做正余弦旋转变压器，其结构图如图 15-23 所示。

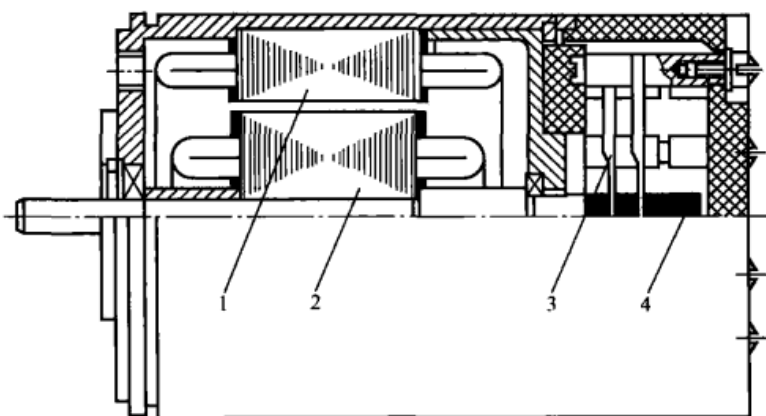


图 15-23 正余弦旋转变压器结构图

1—定子；2—转子；3—电刷；4—集电环

旋转变压器的定子铁心槽中装有两套完全相同的绕组 D1D2 和 D3D4，但在空间上相差 90° 。每套绕组的有效匝数为 N_D ，其中 D1D2 绕组为直轴绕组，D3D4 绕组为交轴绕组。转子铁心槽中也装有两套完全相同的绕组 Z1Z2 和 Z3Z4，在空间上也相差 90° ，每套绕组的有效匝数为 N_Z 。转子上的输出绕组 Z1Z2 的轴线与定子的直轴之间的角度叫做转子的转角。

通常把交流电源 U_D 接入定子直轴绕组中，那么直轴绕组 D1D2 就成为励磁绕组，如果转子上的输出绕组开路，那么此时就是正余弦旋转变压器的空载运行，如图 15-24 所示。

励磁绕组 D1D2 通过交流电流 I_{D12} 在气隙中建立一个正弦分布的脉振磁场 Φ_D ，其轴线就是励磁绕组（即直轴绕组）D1D2 的轴线，即直轴。而输出绕组 Z1Z2 与磁场的轴线（直轴）的夹角为 θ ，故气隙磁场 Φ_D 与输出绕组 Z1Z2 相交链的磁通 $\Phi_{Z12} = \Phi_D \cos \theta$ 。而另一输出绕组 Z3Z4 的轴线与磁场轴线（直轴）的夹角为 $90^\circ - \theta$ ，那么气隙磁场 Φ_D 与 D3D4 相交链的磁通 $\Phi_{Z34} = \Phi_D \cos (90^\circ - \theta) = \Phi_D \sin \theta$ ，如图 15-24 (b) 所示。

据上述分析，气隙磁场 Φ_D 在励磁绕组中所感应的电动势为

$$E_{D12} = 4.44 f N_D \Phi_D$$

气隙磁通 Φ_D 的两个分量 $\Phi_D \cos \theta$ 和 $\Phi_D \sin \theta$ 分别在输出绕组 Z1Z2 和 Z3Z4 中所感应的电动势为

$$E_{Z12} = 4.44 f N_Z \Phi_D \cos \theta$$

$$E_{Z34} = 4.44 f N_Z \Phi_D \sin \theta$$

另外输出绕组与励磁绕组的有效匝数比为

$$K = \frac{N_z}{N_D}$$

因而输出绕组 Z1Z2 和 Z3Z4 的感应电动势分别为

$$E_{Z12} = KE_{D12} \cos\theta$$

$$E_{Z34} = KE_{D12} \sin\theta$$

如果忽略励磁绕组和输出绕组的漏阻抗, 则输出绕组 Z1Z2 和 Z3Z4 的端电压分别为

$$U_{Z12} = KU_D \cos\theta$$

$$U_{Z34} = KU_D \sin\theta$$

通过调节转子转角 θ 的大小, 输出绕组 Z1Z2 输出的电压按余弦规律变化, 故又叫余弦输出绕组; 输出绕组 Z3Z4 输出的电压按正弦规律变化, 故叫做正弦输出绕组。

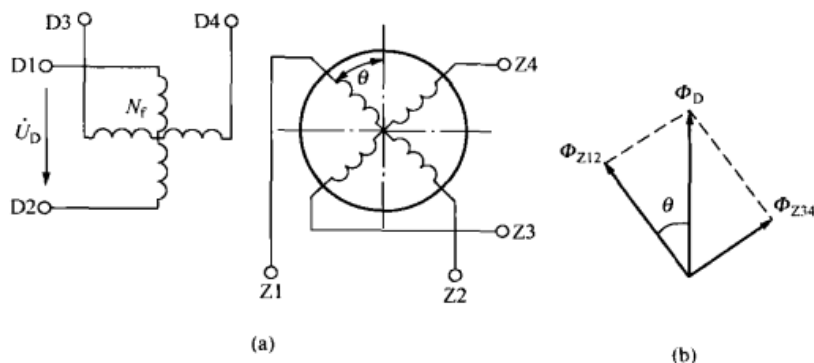


图 15-24 正余弦旋转变压器的空载运行

(二) 正余弦旋转变压器的负载运行

1. 负载电流的影响

上面用正余弦旋转变压器的空载运行情况分析了其工作原理, 但在实际应用中, 输出绕组都接有负载, 如控制元件、放大器等, 输出绕组有电流流过, 从而产生磁动势, 使气隙磁场产生畸变, 从而使输出电压产生畸变, 不再是转角 θ 的正、余弦函数关系。

如图 15-25 所示, 输出绕组 Z1Z2 接上负载, 产生的负载电流建立一个按正弦规律分布的脉振磁动势 F_{Z12} , 其幅值轴线就是 Z1Z2 绕组轴线, F_{Z12} 在直轴和交轴两个方向上分为两个分量:

$$\text{直轴分量 } F_{Z12d} = F_{Z12} \cos\theta$$

$$\text{交轴分量 } F_{Z12q} = F_{Z12} \sin\theta$$

直轴分量磁动势与励磁绕组的轴线都是

直轴, 其影响像普通变压器的二次侧负载电流的影响一样, 输出绕组 Z1Z2 接上负载后产生负载电流, 同时也使励磁绕组 D1D2 的电流增大, 从而保持直轴方向的磁动势平衡, 以维持气隙磁通 Φ_D 不变。而交轴分量磁动势存在的结果是使输出电压产生畸变, 输出电压不再按余弦规律变化。

2. 负载运行的正余弦旋转变压器的补偿

补偿的方法是从消除或减弱造成电压畸变的交轴分量磁动势入手。如图 15-26 (a) 所

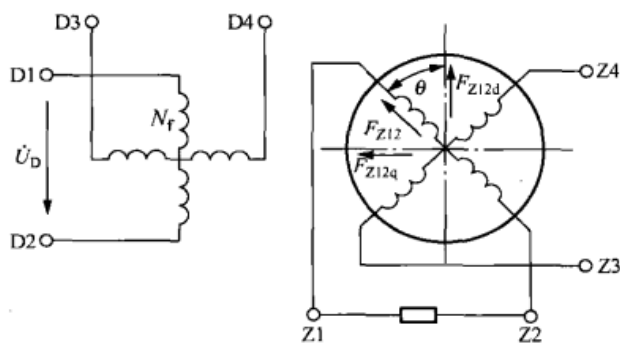


图 15-25 正余弦旋转变压器的负载运行

示, 余弦输出绕组 Z1Z2 接负载, 正弦输出绕组作为补偿绕组也接入负载 Z'_L 。因为两绕组 Z1Z2 与 Z3Z4 完全一样, 如果接入的负载相等 ($Z_L = Z'_L$), 即两绕组回路总阻抗 Z_T 相等, 那么流过余弦绕组 Z1Z2 的电流为

$$I_{Z12} = \frac{E_{Z12}}{E_T} = \frac{KE_{D12} \cos \theta}{E_T} = I_Z \cos \theta \quad (15-8)$$

流过正弦绕组 Z3Z4 的电流为

$$I_{Z34} = \frac{E_{Z34}}{E_T} = \frac{KE_{D12} \sin \theta}{E_T} = I_Z \sin \theta \quad (15-9)$$

式 (15-8) 和式 (15-9) 中, I_Z 为输出绕组的最大电流值, $I_Z = \frac{KE_D}{Z_T}$, 由 I_Z 所产生的磁动势记为 F_Z , 余弦绕组 Z1Z2 的电流 I_{Z12} 所产生的磁动势为 $F_{Z12} = F_Z \cos \theta$, 其直轴分量为 $F_{Z12d} = F_{Z12} \cos \theta = F_Z \cos^2 \theta$, 其交轴分量为 $F_{Z12q} = F_{Z12} \sin \theta = F_Z \sin \theta \cos \theta$ 。

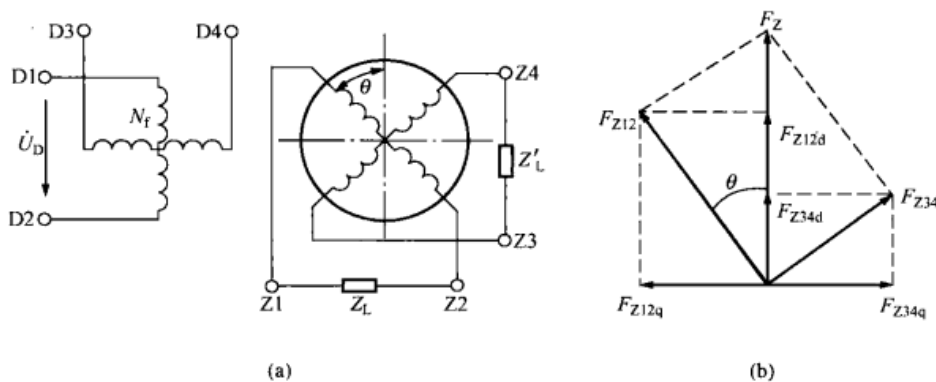


图 15-26 二次侧补偿的正余弦旋转变压器

正弦输出绕组 Z3Z4 输出的电流 I_{Z34} 所产生的磁动势为 $F_{Z34} = F_Z \sin \theta$, 其直轴分量为 $F_{Z34d} = F_{Z34} \sin \theta = F_Z \sin^2 \theta$, 其交轴分量为 $F_{Z34q} = F_{Z34} \cos \theta = F_Z \sin \theta \cos \theta$ 。

由此可知, 两个完全一样的正余弦输出绕组如果接的负载一样, 那么两绕组产生的交轴方向的磁动势大小相等、方向相反, 刚好抵消, 没有交轴磁场; 而在直轴方向上磁动势为两绕组直轴分量磁动势之和

$$F_d = F_{Z12d} + F_{Z34d} = F_Z \cos^2 \theta + F_Z \sin^2 \theta = F_Z$$

当 $Z_L = Z'_L$ 时, 无论转子的转角 θ 怎样改变, 转子绕组的交轴磁动势始终为 0, 而直轴磁动势始终不变, 故输出绕组的输出电压可以保持与转角 θ 成正弦或余弦关系。

当 $Z_L = Z'_L$ 时, 正余弦旋转变压器二次侧 (转子) 补偿时各种磁动势的关系如图 15-26 (b) 所示。

上面所述的二次侧补偿是有条件的, 即 $Z_L = Z'_L$, 但如有偏差, 交轴方向的磁动势不能完全抵消, 输出还是有畸变的, 为此可以采用一次侧补偿来消除交轴磁场。

定子的励磁绕组仍接交流电源, 而 D3D4 作为补偿绕组通过阻抗 Z 或直接短接, 在绕组 D3D4 中产生感应电流, 从而产生交轴方向磁动势, 补偿转子绕组的交轴磁动势。

为了减小误差, 使用时常常一次侧、二次侧补偿同时使用, 如图 15-27 所示。

二、线性旋转变压器

线性旋转变压器输出电压与转子转角成正比关系。事实上正余弦旋转变压器在转子转角

θ 很小的时候近似有 $\sin\theta = \theta$, 此时就可看作一台线性旋转变压器。在转角不超过 $\pm 4.5^\circ$ 时, 线性度在 $\pm 0.1\%$ 以内。若要扩大转子转角范围, 可将正余弦旋转变压器的线路进行改接, 如图 15-28 所示, 定子绕组 D1D2 与转子绕组 Z1Z2 串联后接到交流电源 U_D 上, 定子交轴绕组 D3D4 作为补偿绕组直接短接或接阻抗短接, Z3Z4 接负载 Z_L 输出电压信号。

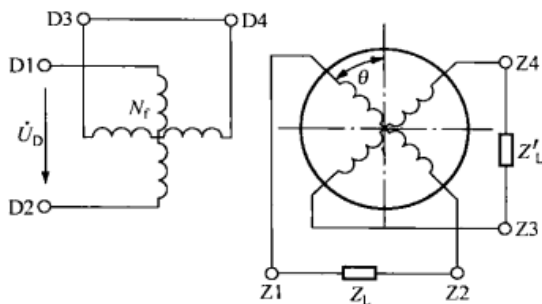


图 15-27 一次侧、二次侧补偿的正余弦旋转变压器

交轴绕组作补偿绕组而短接, 可以认为交轴分量磁场 F_q 被完全抵消, 故单相电流接入绕组后产生的脉振磁通 Φ_d 是一个直轴脉振磁通, 它与励磁绕组、余弦、正弦绕组交链而分别产生感应电动势

$$E_{D12} = 4.44fN_D\Phi_d \quad (15-10)$$

$$E_{Z12} = 4.44fN_Z\Phi_d\cos\theta \quad (15-11)$$

$$E_{Z34} = 4.44fN_Z\Phi_d\sin\theta \quad (15-12)$$

这些电动势都是由脉振磁通 Φ_d 所产生, 故它们在时间上是同相位的。若不计定子、转子绕组的漏阻抗压降, 根据电动势平衡关系有

$$U_D = E_{D12} + E_{Z12} = 4.44fN_D\Phi_d(1 + K\cos\theta)$$

即

$$\frac{U_D}{1 + K\cos\theta} = 4.44fN_D\Phi_d \quad (15-13)$$

式中: K 为转子、定子绕组的有效匝数比, 即 $K = \frac{N_Z}{N_D}$ 。

正弦绕组 Z3Z4 的输出电压为

$$U_Z \approx E_{Z34} = 4.44fN_Z\Phi_d\sin\theta = 4.44fN_D\Phi_d K\sin\theta \quad (15-14)$$

将式 (15-13) 代入式 (15-14) 中, 有

$$U_Z = \frac{K\sin\theta}{1 + K\cos\theta} U_D \quad (15-15)$$

当 $K=0.52$ 时, $U_Z=f(\theta)$ 的曲线可根据式 (15-15) 画出, 如图 15-29 所示。用数学推导可以证明, 当 $K=0.52$, θ 在 $\pm 60^\circ$ 范围内, 输出电压 U_Z 和转角 θ 成线性关系, 线性误差不超过 0.1% , 这从图 15-29 中可大致看出。因此一台正余弦旋转变压器如按图 15-28 接线, 转子转角在 $\pm 60^\circ$ 范围内可作为线性旋转变压器使用。

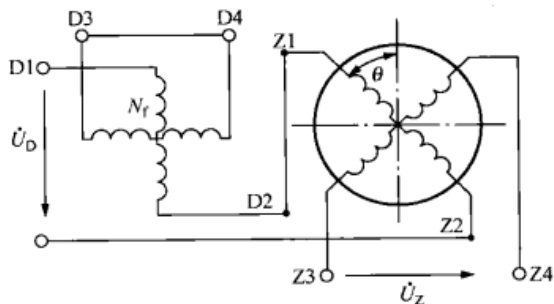


图 15-28 线性旋转变压器接线图

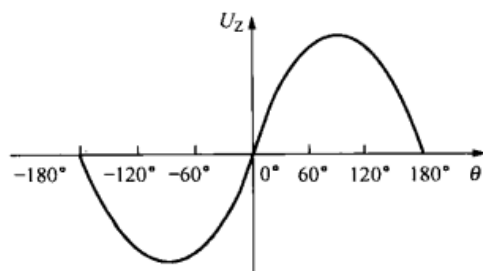


图 15-29 线性旋转变压器的输出电压曲线

第六节 步进电动机

步进电动机是一种把电脉冲转换成角位移的电动机。用专用的驱动电源向步进电动机供给一系列的有一定规律的电脉冲信号，每输入一个电脉冲，步进电机就前进一步，其角位移与脉冲数成正比，电机转速与脉冲频率成正比，而且转速和转向与各相绕组的通电方式有关。

根据励磁方式的不同，步进电动机分为反应式、永磁式和混合式，而反应式步进电动机应用较多，下面以此为例来阐述步进电动机的原理。

一、工作原理

图 15-30 所示为一台三相六拍反应式步进电动机，定子上有 3 对磁极，每对磁极上绕有一相控制绕组，转子有 4 个分布均匀的齿，齿上没有绕组。

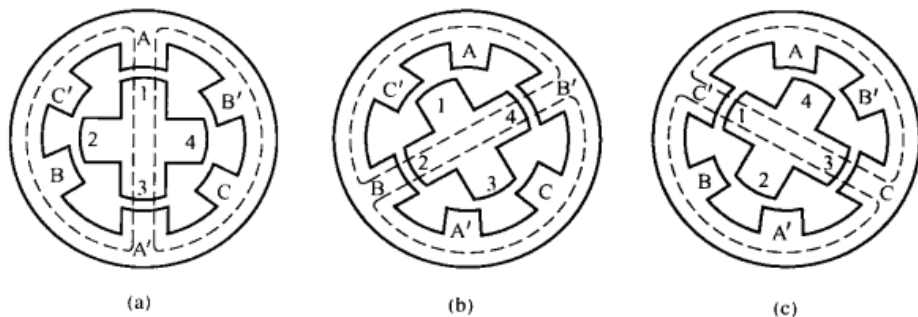


图 15-30 三相反应式步进电动机的工作原理图

当 A 相控制绕组通电，B 相和 C 相不通电时，步进电动机的气隙磁场与 A 相绕组轴线重合，磁力线总是力图从磁阻最小的路径通过，故电机转子受到一个反应转矩，在步进电机中称之为静转矩。在此转矩的作用下，使转子的齿 1 和齿 3 旋转到与 A 相绕组轴线相同的位置上，如图 15-30 (a) 所示。此时整个磁路的磁阻最小，转子只受到径向力的作用而反应转矩为零。如果 B 相通电，A 相和 C 相断电，转子受反应转矩而转动，使转子齿 2 和齿 4 与定子极 B、B' 对齐，如图 15-30 (b) 所示。转子在空间上逆时针转过的空间角 θ 为 30° ，即前进一步，转过的这个角叫做步距角。同样地，如果 C 相通电，A 相和 B 相断电，转子又逆时针转动一个步距角，使转子的齿 1 和齿 3 与定子极 C、C' 对齐，如图 15-30 (c) 所示。如此按 A—B—C—A 顺序不断地接通和断开控制绕组，电机便按一定的方向一步一步地转动，若按 A—C—B—A 顺序通电，则电机反向一步一步转动。

在步进电机中，控制绕组每改变一次通电方式，称为一拍，每一拍转子就转过一个步距角，上述的运行方式每次只有一个绕组单独通电，控制绕组每换接三次构成一个循环，这种方式称为三相单三拍。

若按 A—AB—B—BC—C—CA—A 顺序通电，每次循环需换接 6 次，称为三相六拍，因单相通电和两相通电轮流进行，又称为三相单、双六拍。

三相单、双六拍运行时步距角与三相单三拍时不一样。当 A 相通电时，转子齿 1、3 和定子磁极 A、A' 对齐，与三相单三拍一样，如图 15-31 (a) 所示。当控制绕组 A 相、B 相同时通电时，转子齿 2、4 受到反应转矩，使转子逆时针方向转动，转子逆时针转动后，转

子齿 1、3 与定子磁极 A、A' 轴线不再重合, 从而转子齿 1、3 也受到一个顺时针的反应转矩, 当这两个方向相反的转矩大小相等时, 电机转子停止转动, 如图 15-31 (b) 所示。当 A 相控制绕组断电而只由 B 相控制绕组通电时, 转子又转过一个角度使转子齿 2、4 和定子磁极 B、B' 对齐, 如图 15-31 (c) 所示, 即三相六拍运行方式两拍转过的角度刚好与三相单三拍运行方式一拍转过的角度一样, 也就是说三相六拍运行方式的步距角是三相单三拍的一半, 即为 15° 。接下来的通电顺序为 BC—C—CA—A, 运行原理与步距角与前半段 A—AB—B 时一样, 即通电方式每变换一次, 转子继续按逆时针方向转过一个步距角 ($\theta_s = 15^\circ$)。如果改变通电顺序, 按 A—AC—C—CB—B—BA—A 顺序通电, 则步进电机顺时针一步一步转动, 步距角 θ_s 也是 15° 。

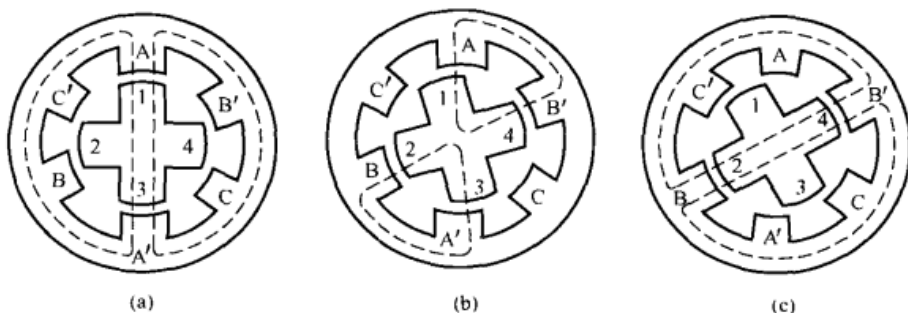


图 15-31 步进电机的三相单、双六拍运行方式

另外还有一种运行方式, 按 AB—BC—CA—AB 顺序通电, 每次均有两个控制绕组通电, 故称为三相双三拍, 实际是三相六拍运行方式去掉单相绕组单独通电的状态, 转子齿与定子磁极的相对位置与图 15-31 (b) 一样或类似。不难分析, 按三相双三拍方式运行时, 其步距角与三相单三拍时一样, 都是 30° 。

由上面的分析可知, 同一台步进电机, 其通电方式不同, 步距角可能不一样, 采用单、双拍通电方式, 其步距角 θ_s 是单拍或双拍的一半; 采用双极通电方式, 其稳定性比单极要好。

上述结构的步进电动机无论采用哪种通电方式, 步距角要么为 30° , 要么为 15° , 都太大, 无法满足生产中对精度的要求, 在实践中一般采用转子齿数很多、定子磁极上带有小齿的反应式结构, 转子齿距与定子齿距相同, 转子齿数根据步距角的要求初步决定, 但准确的转子齿数还要满足自动错位的条件, 即每个定子磁极下的转子齿数不能为正整数, 而应相差 $1/m$ 个转子齿距, 那么每个定子磁极下的转子齿数应为

$$\frac{Z_r}{2mp} = K \pm \frac{1}{m}$$

式中: m 为相数; $2p$ 为一相绕组通电时在气隙圆周上形成的磁极数; K 为正整数。

转子总的齿数为

$$Z_r = 2mp \left(K \pm \frac{1}{m} \right) \quad (15-16)$$

转子齿数满足式 (15-16) 时, 电机的每个通电循环 (N 拍), 转子转过一个转子齿距, 用机械角度表示为

$$\theta = \frac{360^\circ}{Z_r}$$

一拍转子转过的机械角即步距角为

$$\theta_s = \frac{360^\circ}{Z_r N} \quad (15-17)$$

步进电动机转速为

$$n = \frac{60 f \theta_s}{360^\circ} = \frac{60 f}{Z_r N} \quad (15-18)$$

要想提高步进电机在生产中的精度，可以增加转子的齿数，但同时还要满足式(15-16)才行。图15-32所示为一种步距角较小的反应式步进电机的典型结构。其转子上均匀分布着40个齿，定子上有三对磁极，每对磁极上绕有一组绕组，A、B、C三相绕组接成星形。定子的每个磁极上都有5个齿，而且定子齿距与转子齿距相同，若作三相单三拍运行，则 $N=m=3$ ，那么每个转子齿距所占的空间角为

$$\theta_1 = \frac{360^\circ}{Z_r} = \frac{360^\circ}{40} = 9^\circ$$

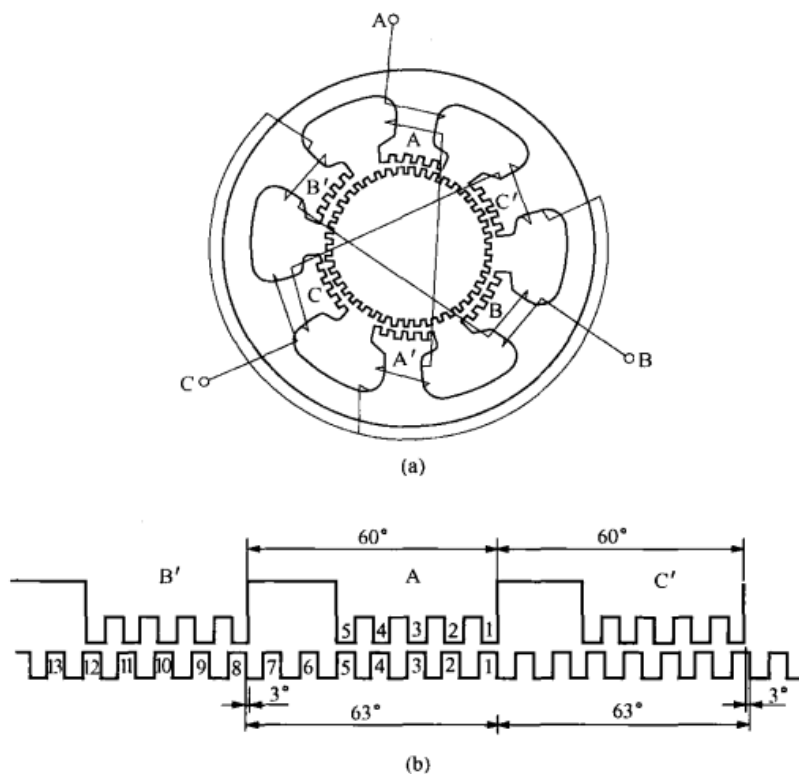


图 15-32 三相反应式步进电动机

(a) 结构图；(b) 展开图

每一定子齿距所占的空间角为

$$\theta_2 = \frac{360^\circ}{2mp} = \frac{360^\circ}{2 \times 3 \times 1} = 60^\circ$$

每一定子齿距所占的齿数为

$$\frac{Z_r}{2mp} = \frac{40}{2 \times 3 \times 1} = 6 \frac{2}{3} = 7 - \frac{1}{3}$$

其步距角为

$$\theta_s = \frac{360^\circ}{Z_r N} = \frac{360^\circ}{40 \times 6} = 1.5^\circ$$

二、运行特性

不同运行状态下反应式步进电机的运行特性分别阐述如下。

(一) 静态运行状态

步进电动机不改变通电情况的运行状态称为静态运行。电机定子齿与转子齿中心线之间的夹角 θ 叫做失调角, 用电角度表示。步进电动机静态运行时转子受到的反应转矩 T 叫做静转矩, 通常以 θ 增加的方向为正。步进电机的静转矩 T 与失调角之间的关系 $T=f(\theta)$ 叫做矩角特性。

当步进电机的控制绕组通电状态变化一个循环, 转子正好转过一齿, 故转子一个齿对应电角度为 2π 。在步进电机某一相控制绕组通电时, 如果该相磁极下的定子齿与转子齿对齐, 失调角 $\theta=0$, 则静转矩 $T=0$, 如图 15-33 (a) 所示。如果定子齿与转子齿未对齐, 即 $0<\theta<\pi$, 则出现切向磁力, 其作用是使转子齿与定子齿尽量对齐, 使失调角 θ 减小, 故为负值, 如图 15-33 (b) 所示。如果为空载, 反应转矩作用的结果是使转子齿与定子齿完全对齐。如果某相控制绕组通电时转子齿与定子齿刚好错开, 即 $\theta=\pi$, 转子齿左右两个方向所受的磁拉力相等, 步进电机所产生的转矩为 0, 如图 15-33 (c) 所示。步进电机的静转矩 T 随失调角 θ 呈周期性变化, 变化的周期为转子的齿距, 也就是 2π 电角度。实践表明, 反应式步进电机的静转矩 T 与失调角 θ 的关系近似为

$$T = -T_{sm} \sin \theta$$

式中: T_{sm} 为常数, 与控制绕组、控制电流、磁阻等有关。

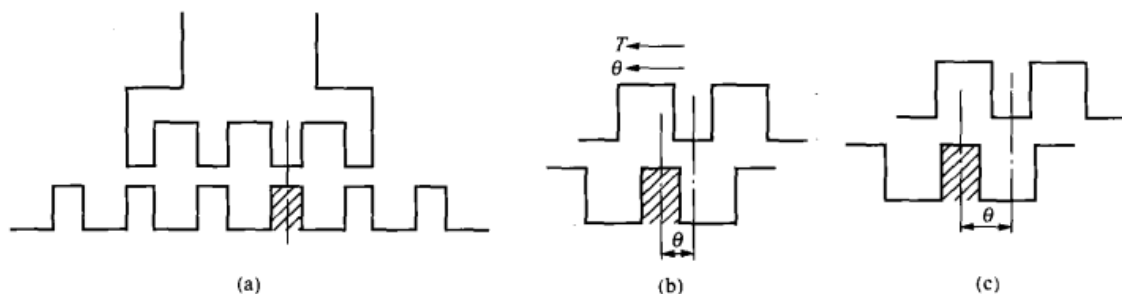


图 15-33 步进电动机的转矩和转角

(a) $\theta=0$, $T=0$; (b) $\theta>0$, $T<0$; (c) $\theta=\pi$, $T=0$

步进电机某相绕组通电时矩角特性如图 15-34 所示。

步进电机在静转矩的作用下, 转子必然有一个稳定平衡位置, 如果步进电机为空载, 即 $T_L=0$, 转子在失调角 $\theta=0$ 处稳定, 即在通电相定子齿与转子齿对齐的位置稳定。在静态运行情况下, 如有外力使转子齿偏离定子齿, $0<\theta<\pi$, 在外力消除后, 转子在静转矩的作用下仍能回到原来的稳定平衡位置。当 $\theta=\pm\pi$ 时, 转子齿左右两边所受的磁拉力相等而相互抵消, 静转矩 $T=0$, 但只要转子向左或向右稍有一点偏离, 转子所受的左右两个方向的磁拉力不再相等而失去平衡, 故 $\theta=\pm\pi$ 是不稳定平衡点。在两个不稳定平衡点之间的区域构成静稳定区, 即 $-\pi<\theta<\pi$, 如

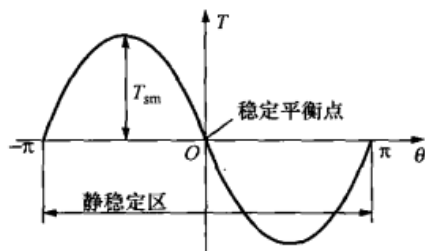


图 15-34 步进电动机的矩角特性

图 15-34 所示。

矩角特性上静转矩的最大值 T_{sm} 称为最大静转矩。

(二) 步进运行状态

当接入控制绕组的脉冲频率较低, 电机转子完成一步之后, 下一个脉冲才到来, 电机呈现出一转一停的状态, 故称之为步进运行状态。

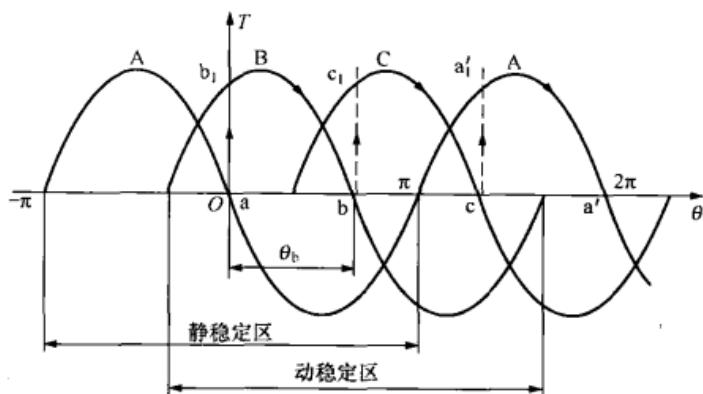


图 15-35 步进电动机空载运行状态

当负载 $T_L = 0$ (即空载) 时步进电动机的运行状态如图 15-35 所示, 通电顺序为 A—B—C—A, 当 A 相通电时, 在静转矩的作用下转子稳定在 A 相的稳定平衡点 a, 显然失调角 $\theta = 0$, 静转矩 $T = 0$ 。当 A 相断电, B 相通电时, 矩角特性为曲线 B。曲线 B 落后曲线 A 一个步距角 $\theta_s = \frac{2\pi}{3}$, 转子处在 B 相的静稳定区内, 为矩角特性曲线 B 上的 b_1 点, 此处 $T > 0$ 。转子继续转动, 停在稳定平衡点 b 处, 此处 T 又为 0。同理, 当 C 相通电时, 由 b 转到 c_1 点, 然后停在曲线 C 的稳定平衡点 c 处, 接下来 A 相通电, 由 c 转到 a'_1 并停在 a' 处, 一个循环过程即为 $a \rightarrow b_1 \rightarrow b \rightarrow c_1 \rightarrow c \rightarrow a'_1 \rightarrow a'$ 。A 相通电时, $-\pi < \theta < \pi$ 为静稳定区, 当 A 相绕组断电转到 B 相绕组通电时, 新的稳定平衡点为 b, 对应于它的静稳定区为 $-\pi + \theta_b < \theta < \pi + \theta_b$ (图 15-35 中 $\theta_b = \frac{2\pi}{3}$), 在换接的瞬间, 转子的位置只要停留在此区域内, 就能趋向新的稳定平衡点 b, 所以区域 $(-\pi + \theta_b, \pi + \theta_b)$ 称为动稳定区, 显而易见, 相数增加或极数增加, 步距角愈小, 动稳定区愈接近静稳定区, 即静、动稳定区重叠愈多, 步进电机的稳定性愈好。

以上分析是步进电机空载步进运行时的情况, 当步进电机带上负载运行时的情况有所不同。带上负载 T_L 后, 转子每走一步不再停留在稳定平衡点, 而是停留在静转矩 T 等于负载转矩的点上, 如图 15-36 中 a_1 、 b_1 、 c_1 、 a'_1 处。 $T = T_L$, 转子停止不动。具体分析如下: 当 A 相通电, 转子转到 a_1 时电机静转矩 T 等于负载转矩, 两转矩平衡, 转子停止转动。A 相断电、B

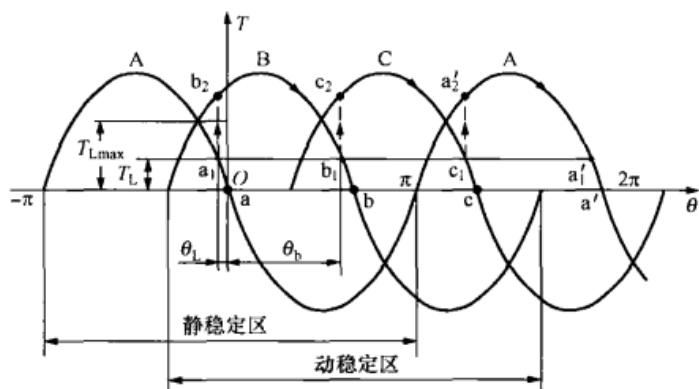


图 15-36 步进电动机负载运行状态

相通电, 改变通电状态的瞬间, 因为惯性转子位置来不及变化, 于是转到曲线 B 上的 b_2 点。由于 b_2 点的静转矩 $T > T_L$, 故转子继续转到 b_1 点, 在 b_1 点 $T = T_L$, 转子停止, 接下来 C 相通电的运转情况类似。一个循环的过程为 $a_1 \rightarrow b_2 \rightarrow b_1 \rightarrow c_2 \rightarrow c_1 \rightarrow a'_2 \rightarrow a'_1$ 。

如果负载较大, 转子未转到曲线 A、B 的交点就有 $T = T_L$, 转子停转, 当 A 相断电、B

相通电, 转到曲线 B 后 $T < T_L$, 电机不能作步进运动。显而易见, 步进电机能够带负载作步进运行的最大值 T_{Lmax} 即是两相矩角曲线交点处的电机静转矩。若增加相数或拍数, 那么静动稳定区重叠增加, 两相曲线交点升高, 最大电机静转矩增加。

(三) 连续运转状态

当脉冲频率 f 较高时, 电机转子未停止而下一个脉冲已经到来, 步进电动机已经不是一步一步地转动, 而是呈连续运转状态。

脉冲频率升高, 电机转速增加, 步进电动机所能带动的负载转矩将减小。主要是因为频率升高时, 脉冲间隔时间小, 由于定子绕组电感有延缓电流变化的作用, 控制绕组的电流来不及上升到稳态值。频率越高, 电流上升到达的数值也就越小, 因而电机的电磁转矩也越小。另外, 随着频率的提高, 步进电动机铁心中的涡流增加很快, 也使电机的输出转矩下降。总之, 步进电机的输出转矩随着脉冲频率的升高而减小。步进电机的平均转矩与驱动电源脉冲频率的关系叫做矩频特性, 如图 15-37 所示。

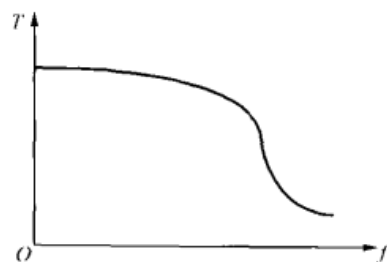


图 15-37 步进电机的运行矩频特性

三、驱动电源

步进电动机的控制绕组中需要一系列的有一定规律的电脉冲信号, 从而使电机按照要求运行。这个产生一系列有一定规律的电脉冲信号的电源称为驱动电源。

步进电动机的驱动电源主要包括变频信号源、脉冲分配器和脉冲放大器三个部分, 其方框图如图 15-38 所示。

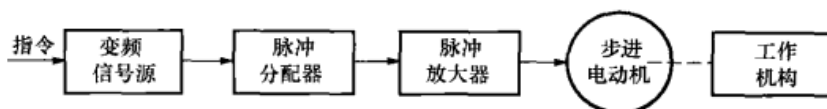


图 15-38 步进电机驱动电源方框图

四、步进电机的应用

步进电动机是用脉冲信号控制的, 步距角和转速大小不受电压波动和负载变化的影响, 也不受各种环境条件诸如温度、压力、振动、冲击等影响, 而仅仅与脉冲频率成正比, 通过改变脉冲频率的高低可以大范围地调节电机的转速, 能实现快速起动、制动、反转, 而且有自锁的能力, 不需要机械制动装置, 不经减速器也可获得低速运行。它每转过一周的步数是固定的, 只要不丢步, 角位移误差不存在长期积累的情况, 主要用于数字控制系统中, 精度高, 运行可靠。如采用位置检测和速度反馈, 也可实现闭环控制。

步进电动机已广泛地应用于数字控制系统中, 如数模转换装置、数控机床、计算机外围设备、自动记录仪、钟表等, 在工业自动化生产线、印刷设备等中也有应用。

本章小结

异步发电机是异步电机的另一种运行方式。基本分析方法与异步电动机相似, 只是发电机状态转差率 s 为负值。它将原动机输入的机械功率转换为电功率, 输出有功电功率, 但是无功功率仍由系统或电容器提供, 以建立气隙磁场, 这是异步发电机的缺点。异步发电机可

并网运行,也可单机运行,单机运行时电压建立取决于空载曲线、转速和外接电容器,负载变化时欲保持发电机的端电压和频率不变,也必须相应调节转速和电容。

单相异步电动机有两个绕组,工作绕组产生的是脉振磁场,不会产生起动转矩,因而起动时需要与起动绕组共同使用才能产生旋转磁场,产生起动转矩。单相异步电动机起动后,即使起动绕组断电,电机仍有转矩,使转子继续旋转。

单相异步电动机主要有三种起动方法:电阻分相法起动,转矩较小而起动电流较大;电容分相法,起动转矩较大而起动电流较小,若起动绕组起动后继续与工作绕组共同运行,则称为电容电动机,其功率因数较高,过载能力较强;罩极起动,起动转矩很小。

伺服电动机分为直流和交流两类。直流伺服电动机就是一台小型他励直流电动机,分电枢控制和励磁控制,常用前者,其机械特性和调节特性都是线性的,其转速与控制电压成正比,但存在死区。

交流伺服电动机转子电阻必须较大,以消除自转现象。常用三种控制方法:幅值控制、相位控制和幅值—相位控制。

测速发电机分为直流和交流两种。在恒定的磁场中,直流测速发电机输出的电压与转速成正比,产生误差的因素主要是电枢反应、温度的变化和接触电阻。转速越高、负载电流越大,产生的非线性误差也越大。

为了减小非线性误差,交流测速发电机常用电阻较大的非磁性材料作转子;而制造和加工工艺不佳和材料不均引起的剩余电压误差,可用补偿电路进行有效的补偿。

旋转变压器是一种控制电机,也可看成是可旋转的变压器。旋转变压器按输出电压的不同分为正余弦旋转变压器和线性旋转变压器。正余弦旋转变压器空载时,输出电压是转子转角度的正余弦函数,带上负载后,输出电压发生畸变,可用定子补偿和转子补偿纠正畸变。对正余弦旋转变压器线路稍作改接,便可在一定的转角范围内得到输出电压与转角成正比的关系,此时便是一台线性旋转变压器。

步进电动机本质上是一种同步电动机,它可将脉冲信号转换为角位移,每输入一个电脉冲,步进电机就前进一步,其角位移与脉冲数成正比。能实现快速的起动、制动、反转,具有自锁的能力。只要不失步,角位移不存在积累的情况。

思考题与习题

- 15-1 如何改变电容分相式单相异步电动机的转向?
- 15-2 什么叫自转现象?如何消除交流伺服电动机的自转现象?
- 15-3 直流测速发电机的误差主要有哪些?如何消除或减弱?
- 15-4 当转速升高时,交流异步测速发电机输出电压的大小和频率会如何变化?
- 15-5 交流异步测速发电机剩余电压是如何产生的?怎样消除或减小?
- 15-6 接上负载后,正余弦旋转变压器输出电压有何变化?怎样消除?
- 15-7 反应式步进电动机的步距角与齿数有何关系?

第四篇 同 步 电 机

同步电机的转子转速 n 与电机的极对数 p 以及电枢电流的频率 f 之间的关系为 $n=60f/p$ (r/min)。我国电网的标准频率为 50Hz, 电机的极对数 p 一定是整数, 所以同步电机的转速有固定的数值。

同步电机最主要的用途是作发电机。目前电力系统中实际在运行的发电机都是三相同步发电机。现在工农业所用的交流电能几乎全由同步发电机供给。

同步电机也可作为电动机应用, 但远不如异步电动机广泛。一般是为了改善功率因数, 且在不需要调速的低速大功率机械中才采用同步电动机。

此外, 同步电机还有一种较特殊的应用, 专门用来向电网输送无功功率, 这种方式运行的同步电机称为同步补偿机或调相机。

本篇主要介绍同步电机结构、分析方法、运行特性和各种参数。

第十六章 同步电机的原理和结构

第一节 同步电机原理简述

一、工作原理

同步电机的结构和异步电机相同, 如图 16-1 所示。定子铁心上有齿和槽, 槽内设置三相绕组 (图 16-1 中只画出了一相)。转子上装有磁极和励磁绕组。当励磁绕组通以直流电流后, 电机内就产生转子磁场。

一台发电机用原动机带动转子旋转, 则磁场与定子绕组间有相对运动, 就会在定子绕组中感应出三相交流电动势。

定子绕组中每一导体产生的速度电动势 e 的表示式为 $e=Blv$ 。对于任何一台电机来说 l 是一个常数, 所以当电机的转速不变时, e 正比于 B 。由于导体和磁场间的相对运动, 不同瞬间, 导体处于磁场中的不同位置, 因此导体的感应电动势随时间变化的波形 $e(t)$, 和磁通密度 B 在气隙中沿圆周分布的空间波形 $B(x)$ 相似, 如图 16-2 所示。当导体经过一对磁极, 即一对磁极掠过导体, 导体中的感应电动势 $e(t)$ 就变化了一个周波, 如果转子的极对数为 p , 那么当转子旋转一周, 导体中所感应的电动势就变化了 p 个周波, 当转子转速为 n r/min 时, 感应电动势的频率即为 $f=\frac{pn}{60}$ (Hz)。

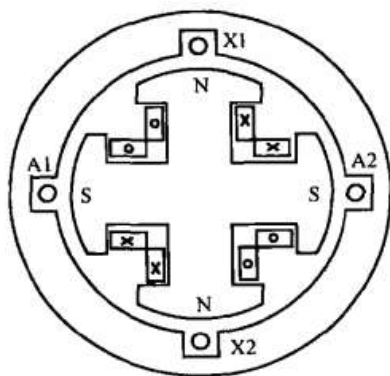


图 16-1 同步电机构造原理图

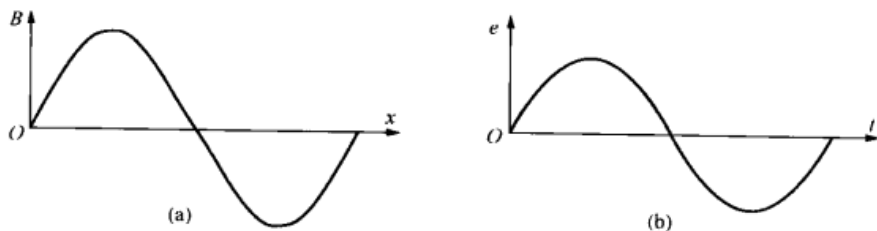


图 16-2 磁通密度波和电动势波

(a) 气隙中磁通密度空间分布波；(b) 导体中电动势随时间变化波

由此可见，当转速 n 与极对数 p 一定时，发电机发出交流电的频率也就固定。反之，当极对数和频率要求一定时，同步发电机的原动机必须有相应的固定转速，即为同步转速。

如将同步电机定子绕组接至三相交流电源，频率为 f 的三相交流电流流过定子绕组，将在电机气隙中产生转速为同步转速 n_1 的旋转磁场。在一定条件下旋转磁场将吸住转子磁极一起旋转，它们有相同的转速和转向，显然此刻电机为电动机运行方式，转子转速恰为同步转速 $n=60f/p$ 。

综上所述，同步电机无论作为发电机或电动机，它的转子转速总等于由电机极对数和电枢电流频率所决定的同步转速。

二、两种基本型式

根据同步电机的转子的结构特点，同步电机具有两种基本型式：①凸极机；②隐极机。凸极式转子的构造较为简单，磁极的形式如图 16-3 (a) 所示。隐极式转子如图 16-3 (b) 所示，转子铁心为圆柱形，在圆周上铣有槽和齿，槽的部分约占圆周的 $2/3$ ，无槽部分形成所谓大齿。励磁绕组为一分布绕组，嵌入槽中可以加强它的机械强度，并能更好地绝缘。当极数较少，转速较高时，应用隐极式转子；当极对数 $p>3$ 时，由于构造上的困难，都用凸极式转子。

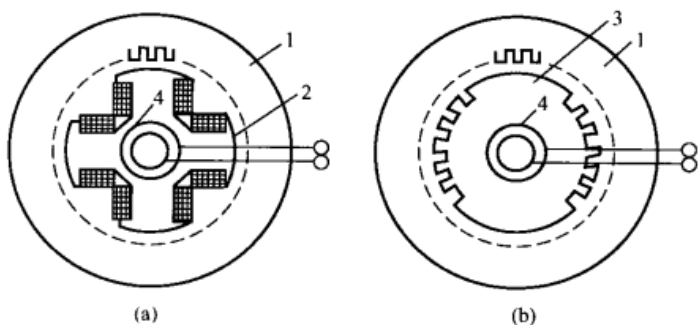


图 16-3 同步电机的基本型式

(a) 凸极式；(b) 隐极式

1—定子；2—凸极转子；3—隐极转子；4—集电环

在热力发电厂中，汽轮机作为原动机，且和同步发电机直接耦合，整个机组便称为汽轮发电机组。在水力发电站中，水轮机作为原动机，亦和同步发电机直接耦合，整个机组便称为水轮发电机组。由于汽轮机的运行性能在高速时较为经济，故汽轮发电机应有尽可能高的转速。除某些容量只有几千千瓦的小型汽轮发电机外，汽轮发电机一般都为两极机，转速为 3000r/min 。由于水轮机的转速一般较

低，从每分钟数十转至数百转，依水头高低、流量大小而定，因此水轮发电机的极数就很多。例如某 1000kW 的水轮发电机，其原动机转速为 187.5r/min ，可见它的极对数 $p=16$ 。因此，汽轮发电机都为隐极式，水轮发电机都为凸极式。此外，由于原动机的要求不同，汽轮发电机均为横轴式，水轮发电机都为竖轴式。

由于同步电机的励磁是由直流电源供给的，不需要像异步电机那样由电网供给无功励磁

功率；由于运行性能要求，与异步电机相比，同步电机有较大的空气隙，随着容量大小不同，气隙长度在 $0.5 \sim 8\text{cm}$ 的范围内选取。相反，异步电机的空气隙很小，其长度不超过 0.3cm 。如不考虑槽和齿的影响，可以认为隐极式电机沿着电枢圆周其气隙是均匀的。凸极式电机在极面下的空气隙较小，在两极之间空气隙却要大得多。正是由于气隙上的这个差别，在作理论分析时，隐极机较为简单，凸极机则较为复杂。

第二节 汽轮发电机的基本结构

图 16-4 所示为一台汽轮发电机的外观图，它是由定子、转子等部件构成的，下面分别加以叙述。

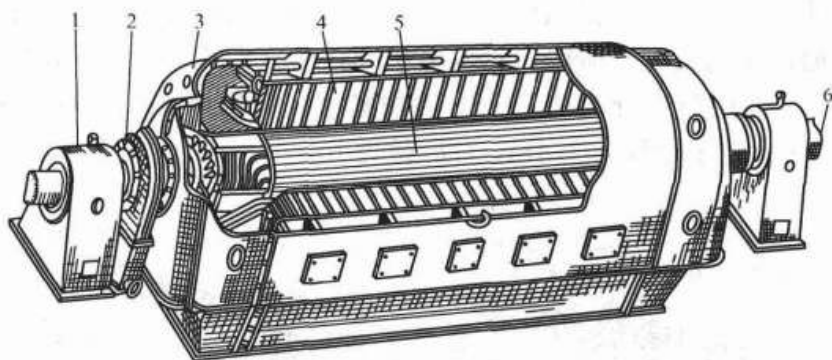


图 16-4 汽轮发电机外形图

1—轴承座；2—出水支座；3—端盖；4—定子；5—转子；6—进水口

一、定子

定子铁心由厚度为 0.35mm 或 0.5mm 的电工钢片叠成。小型汽轮发电机的定子钢片可以整块冲成。当定子铁心的外径较大时（外径大于 1m ），受限于电工钢片的尺寸，为了合理利用材料，每层钢片常由若干块扇形片组合而成。这和变压器铁心的叠装方法一样，把各层的扇形片间的接缝互相错开，压紧后仍为一整体的圆筒形铁心。沿着轴向，定子铁心常分为许多叠片段，每段长度 $30 \sim 60\text{mm}$ ，在两段之间留有宽度约 10mm 的径向通风槽。铁心叠成后，在其两端用黄铜、非磁性钢或硬铝制成的齿压板和定子铁心压圈压住齿部和定子铁心，再用螺杆拉紧以防止钢片松动。定子铁心通过其外圆的燕尾形槽固定在定子机座上。

定子的机座常由钢板焊接而成，与外壳和端盖构成仅与风室沟通的密封系统。由于端盖靠近定子绕组的端接部分，为减小端接漏磁通及其可能引起的发热和振动，端盖常用非磁性材料铸造而成。由于实际安装的要求，端盖都制成左右两半，与一般中小型电机中心有轴孔的整块端盖不同。

定子绕组一般均采用双层三相对称绕组。为了便于绕组下线，定子槽型均系矩形开口槽。定子绕组放入槽中以后，槽口用槽楔封住，槽楔常用绝缘材料（加玻璃布板）做成。由于大型电机的定子电流极大，要求定子绕组导线有较大的截面积。为了减小导体中的集肤效应带来的附加损耗，定子绕组常由若干根截面较小的铜线并联，且沿着槽长进行适当的换位，使绕组的有效部分，有时甚至连同绕组的端接部分，成为编织形。

由于汽轮发电机容量大,故常选用较高的定子电压(高达 $18\sim 20\text{kV}$)。因此,定子绕组的绝缘是一个重要问题,一般都采用B级绝缘,如环氧玻璃布、粉云母带等。线圈在放入槽中以前,应先进行真空浸渍处理,把藏在绝缘材料的间隙中的空气驱出,然后在压力下把绝缘漆压入这些间隙内,这样做可以提高绕组的绝缘水平。

对容量较大、电压较高的电机,定子绕组还会发生电晕放电问题,为了提高定子线圈的起晕电压,可以采用绕组表面涂防晕漆等方法。定子绕组端部除少数金属零件采用非磁性钢制成外,大都采用胶木、玻璃钢等绝缘材料,以降低端部的附加损耗。

二、转子

图16-5所示为两极空气冷却汽轮发电机转子结构示意图。由于汽轮发电机的转速高达 3000r/min ,当转子直径为 1m 时,转子圆周的线速度就达到 170m/s ,相应的离心力也就十分巨大。因此,受到转子材料机械强度的限制,一般转子直径限制在 1m 左右。为了增大电机容量,只能增加转子的长度,所以汽轮发电机的转子就形成一个细长的圆柱体。一般汽轮发电机转子长度 l 与外径 D 之比为 $2.5\sim 6$,容量愈大,此值愈高。例如 300MW 汽轮发电机的转子长度为 5.4m ,转子外径为 1.1m , l/D 接近5。

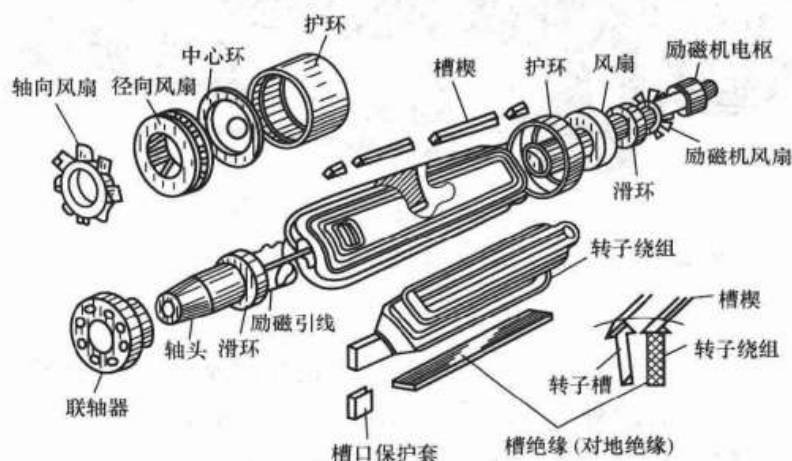


图 16-5 两极空气冷却汽轮发电机转子结构示意图

在大容量的汽轮发电机中,对转子材料的要求极高,既要求有良好的导磁性能,还必须有很高的机械强度,故常采用含铬、镍和钼的特种合金钢。从构造型式来说,汽轮发电机的转子有整块式和组合式两种。整块式转子是由合金钢经过复杂的热处理和机械加工而成,与转轴锻成一体的一整块锻件。组合式转子可由三部分组成,中间部分为一圆筒,两边各有一尾端。这种结构可以减轻大型转子的冶炼工作,但在装配时较为困难。汽轮发电机转子的两种结构形式如图16-6所示。

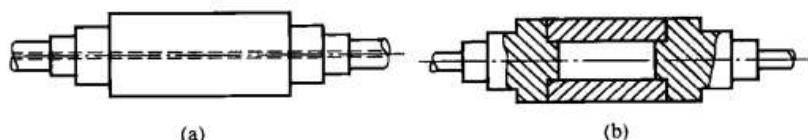


图 16-6 汽轮发电机的转子

(a) 整块式转子; (b) 组合式转子

转子中段最粗的部分叫做转子本体。在转子本体表面用铣床铣出径向的槽,励磁绕组即

分布于这些槽中,槽口用槽楔封住。大齿的中线即是转子磁极的中心。由于转子转速高,离心力大,槽楔必须有足够的机械强度,并且不导磁,故一般采用铝青铜或硬铝等合金材料制成。图 16-7 所示为两极汽轮发电机转子本体的剖面图。槽下留有一通风槽。图 16-8 所示为一个转子槽的剖面。在槽楔和转子导体之间,放有一细长铜片,每一槽内的铜片通到转子两端的护环下,经过短路铜环连接成一短路绕组,和异步电动机的笼型绕组相似,这一短路绕组称为阻尼绕组。也有将阻尼绕组放置在大齿上专门铣出的槽中的方式。当汽轮发电机正常运行时,在阻尼绕组中没有感应电动势和电流,因而阻尼绕组不起任何作用。当发电机发生振荡时,阻尼绕组中的电流能使振荡衰减。由于整块铁心中的涡流也同样可起阻尼作用,近代的汽轮发电机有的已不另设阻尼绕组了。

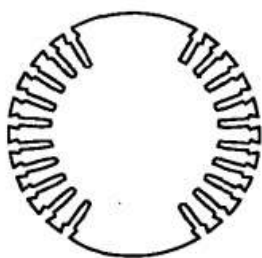


图 16-7 两极汽轮发电机转子本体的剖面图

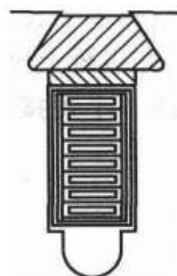


图 16-8 汽轮发电机的一个转子槽剖面

励磁绕组(转子绕组)用矩形截面的导体绕制,它是一个线圈跨度大小不同的同心式绕组。两极转子绕组的端接部分应用护环和中心环来固定。护环是一只套在励磁绕组端部表面的圆环,它的作用是保证绕组端部不会因离心力甩动而损坏。从机械上看,护环受力很大,除本身质量所产生的应力外,还要承受全部端部的离心压力。从导磁性能上看,为了减小端部的漏磁通,要求它不导磁,故常采用非磁性的高强度合金钢制成。中心环的作用主要是固定护环和阻止励磁绕组发生轴向移动而磨损绕组绝缘。护环和中心环采用热套方法,牢固地装配在转轴上。它们的结构形式较多。

转子本体两端的伸长部分就是转轴。转轴按机械强度计算分成粗细不同的几段。通常称转轴经联轴器与汽轮机相联的一端为汽机端,称与励磁机相接的另一端为励磁机端。

在转轴两端装有供电机内部通风的风扇。通常由于励磁机端有绕组连接线,发热情况要比汽轮机端严重。因此,为增加励磁机端的冷却效果,将励磁机端风扇尺寸加大,使其直径大于定子内圆直径。汽轮机端风扇直径则小于定子内径,以保证转子的安装。

励磁绕组的两个出线端,通过装在励磁机侧的集电环经电刷与直流励磁电源接通。集电环一般位于轴承外侧,它是由铜或合金钢制成,套在转轴上,和转轴之间有用云母或玻璃胶木制成的绝缘套筒绝缘。集电环和励磁绕组的两个出线端用埋在转轴表面偏心孔中的引线连通。集电环的表面常开有螺纹槽以改善集电环和电刷的接触,并有利于集电环的冷却。

由于汽轮发电机的转速较高,所以对转子的平衡要求也很高。

三、支撑部件

轴承是支持整个转子的部件,轴承座设置在电机端盖外侧。通常均采用滑动轴承,并有高压油进行润滑和冷却。

第三节 水轮发电机的基本结构

水轮发电机是由水轮机拖动的。由于水轮机为竖轴式的低速机械，故水轮发电机的结构型式相应地为竖轴多极式，和汽轮发电机大不相同。水轮发电机的极数很多，因而只能是凸极式。

一、转子

水轮发电机的转子是由磁轭、磁极、励磁绕组、转子支架、转轴等组成的。转子磁极常由厚度为 $1\sim 2\text{mm}$ 的钢片叠成，在极心上套有励磁绕组，它是用扁铜线绕制而成的同心式线圈。凸极式电机多半装有阻尼绕组，磁极极心表面处截面较大的凸出部分称为极靴，参见图16-9(a)。在极靴上所冲出的槽中，插入圆形的铜条或黄铜条，各条的两端和铜质的端环片焊合，形成一个短接回路。把各极上的端环片连接后，便形成阻尼鼠笼，如图16-9(b)所示。

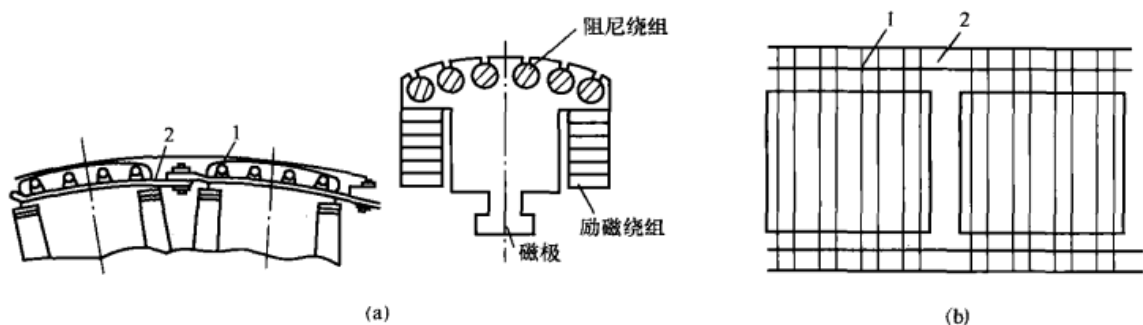


图16-9 凸极式同步电机的阻尼绕组

(a) 阻尼绕组的结构图；(b) 铜条与端环的连接示意图

1—阻尼条；2—阻尼环

二、定子

水轮发电机的定子结构和一般交流电机相似，它的主要特点是直径大，为便于运输，常将定子分成4~6瓣，分别制造后，到电厂再并装成一体。为了削弱定子电势的谐波，定子绕组常采用分数槽绕组，有关分数槽绕组可参阅相关书籍，在这里不详细介绍。

三、支撑部件

水轮发电机的构造型式有两种：悬式和伞式。两种型式的原理性装置图如图16-10所示。

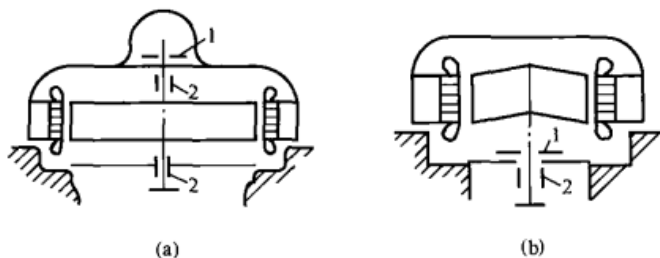


图16-10 水轮发电机的构造型式

(a) 悬式；(b) 伞式

1—推力轴承；2—导轴承

图中1为推力轴承，2为导轴承。推力轴承支撑着水轮发电机组的整个转动部分（发电机转子和水轮机转子）的重力以及水流对水轮机转子产生的全部轴向压力，所以载重极大，常达千吨以上，它是水轮发电机最难制造的部件。导轴承和轴平行，用来保持发电机转子的中心与定子铁心中心相一致，防止转轴产生径向摆动。悬式水轮发电机的推

力轴承装在上横梁上,有两个导轴承,一个在上横梁,一个在下横梁。伞式水轮发电机的推力轴承装在下横梁上,它只有一个导轴承,装在下横梁。从运转时的稳定性来说,以悬式结构为佳,所以悬式结构常用于转速较高的水轮发电机。伞式结构可以缩短发电机的轴向长度,从而可以压缩厂房的高度,降低厂房的造价。转速在 150r/min 以下的水轮发电机,常采用伞式结构。

水轮发电机为防止其负载突然卸去时转子转速升得过高,要求水轮发电机的转子有较大的飞轮转矩 GD^2 , 因为较大的 GD^2 可以限制水轮发电机的加速。极数多和增大 GD^2 使水轮发电机的体型扁平,电机铁心外径与长度的比值可达 $5\sim 7$ 或更大,所以水轮发电机的通风并不困难,一般不需采用密封系统,冷风可以从下面送入,由上面排出。

第四节 同步发电机励磁方式

励磁绕组获得励磁电流的方法称为励磁方式。目前采用的励磁方式分为两大类:一类是用直流发电机作为励磁电源的直流励磁机励磁系统;另一类是用硅整流装置将交流转化成直流后供给励磁的整流器励磁系统。现分述如下。

一、直流励磁机励磁

如图 16-11 所示,直流励磁机通常与同步发电机同轴,采用并励或者他励接法。采用他励接法时,励磁机的励磁电流由另一台被称为副励磁机的同轴的直流发电机供给。

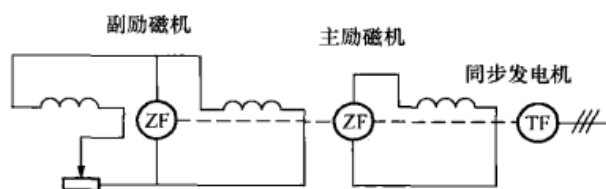


图 16-11 直流励磁机励磁系统

二、静止整流器励磁

如图 16-12 所示,同一轴上有三台交流发电机,即主发电机、交流主励磁机和交流副励磁机。副励磁机的励磁电流开始时由外部直流电源提供,待电压建立起来后再转为自励(有时采用永磁发电机)。副励磁机的输出电流经过静止晶闸管整流器整流后供给主励磁机,而主励磁机的交流输出电流经过静止的三相桥式硅整流器整流后供给主发电机的励磁绕组。

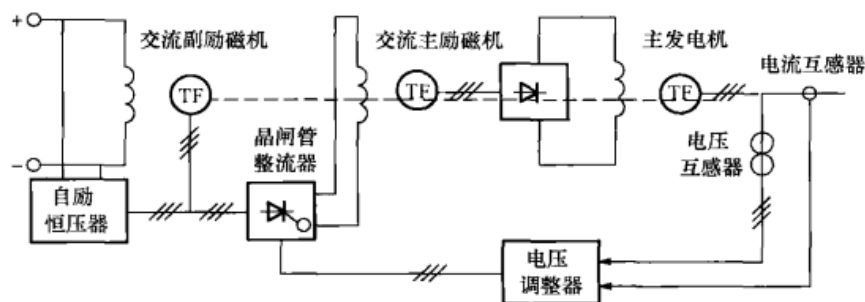


图 16-12 静止整流器励磁系统

三、旋转整流器励磁

静止整流器的直流输出必须经过电刷和集电环才能输送到旋转的励磁绕组,对于大容量的同步发电机,其励磁电流达到数千安培,使得集电环严重过热。因此,在大容量的同步发电机中,常采用不需要电刷和集电环的旋转整流器励磁系统,如图 16-13 所示。主励磁机

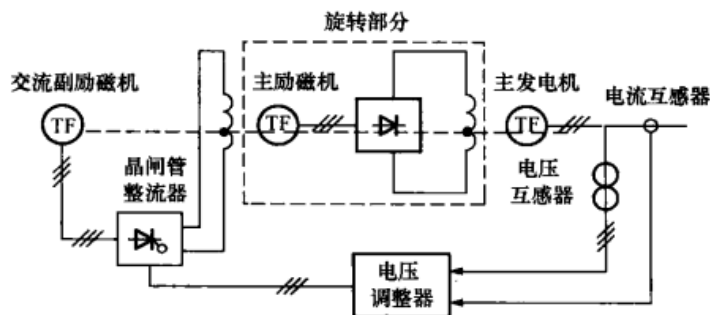


图 16-13 旋转整流器励磁系统

是旋转电枢式三相同步发电机，旋转电枢的交流电流经与主轴一起旋转的硅整流器整流后，直接送到主发电机的转子励磁绕组。交流主励磁机的励磁电流由同轴的交流副励磁机经静止的晶闸管整流器整流后供给。由于这种励磁系统取消了集电环和电刷装置，故又称为无刷励磁系统。

第五节 同步电机的铭牌参数

一、国产同步电机型号

同步电机作为发电机早在 18 世纪 70 年代就已出现，随着科学技术的发展，同步发电机相应获得了飞速的发展。我国早在新中国成立以前就以自制发电机，但装机容量不超过 200kW。新中国成立后，到 1986 年已制成了 600MW 的汽轮发电机。

我国生产的汽轮发电机有 QFQ、QFN、QFS 等系列，前两个字母表示汽轮发电机；第三个字母表示冷却方式，Q 表示氢外冷，N 表示氢内冷，S 表示双水内冷。我国生产的大型水轮发电机为 TS 系列，T 表示同步，S 表示水轮。例如：QFS-300-2 表示容量为 300MW 双水内冷 2 极汽轮发电机。TSS1264/160-48 表示双水内冷水轮发电机，定子外径为 1264cm，铁心长为 160cm，极数为 48。此外同步电动机系列有 TD、TDL 等，TD 表示同步电动机，后面的字母指出其主要用途。如 TDG 表示高速同步电动机；TDL 表示立式同步电动机。同步补偿机为 TT 系列。

二、同步电机的铭牌

(1) 额定容量 S_N 或额定功率 P_N ：对同步发电机是指输出的额定视在功率或有功功率，常用 kVA、MVA、kW、MW 表示。对同步电动机， P_N 是指电机轴上输出的额定机械功率，也用 kW、MW 表示。对同步补偿机， S_N 表示输出的额定无功功率，以 kvar 或 Mvar 表示。

(2) 额定电压：为额定运行时的三相定子绕组的线电压，常以 kV 为单位。

(3) 额定电流：为额定运行时定子绕组的线电流，单位用 A。

(4) 额定功率因数：为额定运行时输出电功率的功率因数。

(5) 额定效率：为额定运行时的效率。

(6) 额定转速和频率：单位分别为 r/min 和 Hz。

(7) 额定励磁电压和励磁电流：为额定运行时加到励磁绕组的直流电压和电流。

(8) 定子绕组连接：如星形、三角形等。

本章小结

同步发电机基本原理仍然是电磁感应原理。同步电机的一个基本特点是电枢电流的频率

f 和极对数 p 与转速 n 有着严格的关系: $n=n_1=60f/p$ 。

同步电机与异步电机结构相同, 有两种基本型式: 凸极机和隐极机。隐极机沿电枢圆周气隙均匀, 理论分析简单; 而凸极机极面下气隙复杂, 两极间气隙较大, 电磁分析时较复杂。

汽轮发电机的原动机是汽轮机。由于汽轮机的转速较高, 受机械强度的限制, 汽轮发电机的转子采用隐极结构。随着容量增大, 只能增大轴向长度, 导致机组轴向尺寸增长。为便于与汽轮机连接, 采用卧式结构。

水轮发电机的原动机是水轮机。由于水轮机的转速较低, 为满足频率要求, 它的极对数较多, 必须采用凸极结构。与同等容量的汽轮发电机相比, 转子直径较大, 轴向尺寸较短, 又由于水轮机常采用立式结构, 为便于与水轮机连接, 水轮发电机采用立式结构。

同步发电机的励磁电流非常复杂。本章主要介绍了直流励磁机励磁、静止整流器励磁和旋转整流器励磁。

本章最后还介绍了同步电机的额定参数及有关型号。

思考题

16-1 什么叫同步电机? 其频率、极对数和同步转速之间有什么关系? 一台 $f=50\text{Hz}$ 、 $n=3000\text{r/min}$ 的汽轮发电机的极数是多少? 一台 $f=50\text{Hz}$ 、 $2p=100$ 的水轮发电机的转速是多少?

16-2 为什么同步电机不能有任何的转速而只能是固定级别的转速?

16-3 从同步发电机的外形, 能否区分它是汽轮发电机还是水轮发电机? 试列举汽轮发电机和水轮发电机在结构上的不同点并说明理由。

16-4 为什么水轮发电机要用阻尼绕组, 而汽轮发电机却可以不另行安装阻尼绕组?

16-5 随着同步发电机容量的不断增大, 在制造技术上需解决哪些困难问题?

16-6 为什么同步发电机的转子不用硅钢片叠成, 而异步电机的转子却要用硅钢片叠成?

习题

16-1 一台同步发电机, 额定频率为 $f_N=50\text{Hz}$, 极对数 $p=3$, 求额定转速为多少?

16-2 一台水轮发电机, 额定转速 $n_N=500\text{r/min}$, 额定频率 $f_N=50\text{Hz}$, 试确定其极对数。

16-3 一台三相同步发电机的数据如下: 额定容量 $S_N=20\text{kVA}$, 额定功率因数 $\cos\varphi_N=0.8$ (滞后), 额定电压 $U_N=400\text{V}$ 。试求该发电机的额定电流 I_N 及额定运行时发出的有功功率 P_N 和无功功率 Q_N 。

第十七章 同步电机的基本电磁关系

本章研究三相同步电机在稳态运行时的一些电磁物理现象及其基本分析方法。重点分析电枢磁动势与磁极磁动势的空间相对位置及其在能量转换中的作用。建立电枢反应概念,引入电枢反应电抗参数和同步电抗参数,推导出隐极和凸极同步发电机磁路不计饱和时的电压平衡式、等效电路和相量图。考虑到磁路的饱和现象,分析电枢磁动势的等效折算方法。

第一节 同步电机的基本原理

下面将从磁场性质出发,研究同步电机的基本电磁关系和分析方法。

一、两种旋转磁场

在第十一章交流电机的共同问题的讨论中曾经说明,当对称三相电流流过对称三相绕组时,将在空气隙中产生旋转磁动势,其基波分量的振幅为 $3/2 \times 0.9 N k_{\text{ap1}} I_1 / p$; 它的旋转速度为同步转速,即 $n_1 = 60 f / p$ (r/min); 它的旋转方向是从带有超前电流的相转向带有滞后电流的相; 当某相电流达到最大值的瞬间,旋转磁动势的振幅恰好转到该相绕组轴线处。同步电机不论作为发电机运行还是作为电动机运行,只要其定子三相绕组中流通对称三相电流,都将在空气隙中产生上述旋转磁动势,建立旋转磁场。因为这个磁场是由交流电流激励产生的,故称为交流激励的旋转磁场。同步电机的定子绕组又称为电枢绕组。因此,上述磁动势又常称为电枢磁动势,相应的磁场称为电枢磁场。

在同步电机的转子上装有直流励磁的磁极,它与转子无相对运动。当转子旋转时,在气隙中又形成另一种旋转磁场。它是由直流电流励磁,又因为它随转子一同旋转,常被称为直流励磁的旋转磁场或机械旋转磁场。异步电机也有定子磁场和转子磁场,相对于气隙空间均以同步转速旋转,且彼此间也无相对运动。但是,异步电机的转子磁场是由感应而产生的,正是因为此点不同,同步电机与异步电机有着不同特性和不同的分析方法。

二、同步电机的作用力

既然在同步电机的气隙空间存在着两种不同方式产生的旋转磁场,只要这两个磁场在空间有位移,它们之间便会产生电磁力,好像两块磁铁之间存在着相互作用力一样。

三、同步电机的运行方式

同步电机的电枢磁场与转子磁场之间虽然没有相对运动,但是,依据负载电流的性质不同,两个磁场间有着不同的相对位置。这个相对位置决定着同步电机的运行方式,就有功率来讲,如顺着旋转方向,转子磁场超前于电枢磁场为发电机运行方式,这时转子由外施机械转矩拖动,对转子而言电枢磁场与转子磁场相互作用的力是一个电磁阻力。反之,电枢磁场超前于转子磁场为电动机运行方式,这时,电枢磁场作用到转子上的转矩是驱动转矩。这两个磁场的相对位置如何确定,将在本章第二节详细说明。

四、磁场间的空间相位和相应电动势间的时间相位

在这里只考虑基波磁场和基波电动势。因为定子绕组是不动的,而定子磁场和转子磁场

又都以同步转速旋转,但有着空间相位差。当它们切割定子绕组时,二者所感应的电动势频率相同,但有着时间相位差,感应电动势的这个时间相位差与相对应的磁场间的空间相位差相等。

第二节 同步电机的空载运行

在同步电机空载运行时,由于电枢绕组中没有电流,气隙中仅存在着转子磁极磁场,电机的特性主要由磁极磁动势的基波分量所决定,而磁极磁动势的波形在隐极机或凸极机中,都不是正弦波,因此首先对磁极磁动势的分布波形进行分析,求出其基波分量,然后再分析空载特性。

一、隐极式同步电机的空载磁动势

隐极式同步电机的转子绕组为分布绕组,在每极面下有一个大齿和若干个小齿,转子磁动势的空间分布波形为阶梯波形,如图 17-1 所示。它的幅值为

$$F_f = I_f N_f \quad (17-1)$$

式中: I_f 为励磁电流; N_f 为励磁绕组的每极匝数。

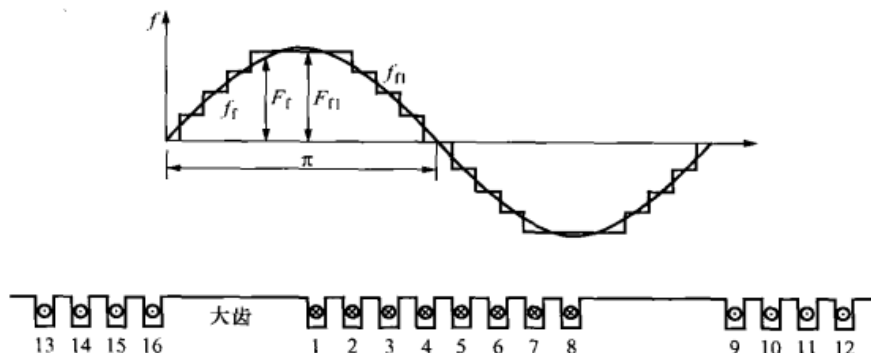


图 17-1 隐极式同步电机的转子绕组及其磁动势

转子阶梯波磁动势经过傅里叶级数变换后得到它的基波分量。定义磁极磁动势的基波分量振幅 F_n 与实际阶梯波磁动势最大值 F_f 之比为 k_f , 称为电机的励磁磁动势波形系数, 即

$$k_f = F_n / F_f \quad (17-2)$$

利用 k_f 可直接由 F_f 计算出 F_n , 或反之亦可。

二、凸极式同步电机空载磁动势

凸极式同步电机的绕组是集中绕组, 它所产生的磁动势波是矩形波, 如图 17-2 所示。幅值为 F_f , 可求出其基波分量的振幅为

$$F_n = \frac{4}{\pi} F_f \sin \frac{\alpha\pi}{2} \quad (17-3)$$

即凸极式同步电机的励磁磁动势的波形系数为

$$k_f = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{2} \quad (17-4)$$

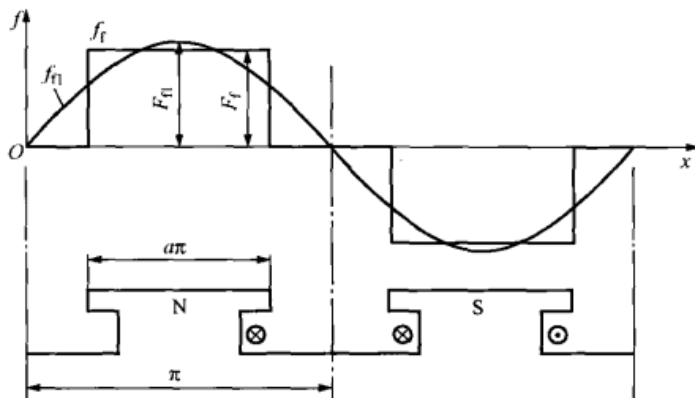


图 17-2 凸极式同步电机的转子磁动势波

三、同步发电机空载电动势

同步发电机被原动机拖动到同步转速，转子绕组通入直流励磁电流，定子绕组开路（定子电流为零），称为空载运行。此时电机气隙中只有励磁电流 I_f 所产生的励磁磁动势 F_f 建立的励磁磁场，如图 17-3 所示。图 17-3 中主磁通 Φ_0 通过气隙，与定、转子绕组都交链，随转子以同步转速旋转，在定子绕组中感应三相交流电动势。漏磁通 Φ_{l0} 只与励磁绕组交链，不参加定、转子间的能量转换。

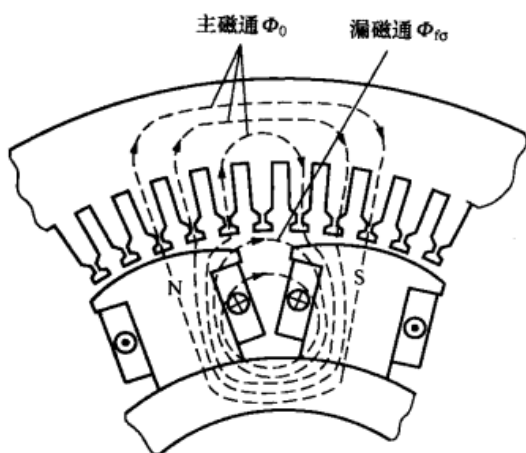


图 17-3 凸极式同步发电机的空载磁场

若主磁通基波分量的每级磁通量为 Φ_0 ，则空载时定子绕组每相感应电动势的有效值为

$$E_0 = 4.44 f N k_{N1} \Phi_0 \quad (17-5)$$

改变励磁电流 I_f ，可得到不同的 Φ_0 及 E_0 ，并绘出同步转速下， E_0 和 I_f 的关系曲线 $E_0 = f(I_f)$ ，如图 17-4 中的曲线 1 所示，称为同步发电机的空载特性。

由于 E_0 正比于 Φ_0 （即 $E_0 \propto \Phi_0$ ）， F_f 正比于 I_f （即 $F_f \propto I_f$ ），因此换以适当的比例尺后， $E_0 = f(I_f)$ 则和磁化曲线 $\Phi_0 = f(F_f)$ 相同。当 Φ_0 较小时，铁心不饱和，磁路的磁动势几乎全部消耗在气隙上，磁化曲线为直线；随着 Φ_0 增大，铁心开始饱和，曲线弯曲。该曲线直线段的延长线 2，称为气隙线，它也代表不考虑磁路饱和时的空载特性。

由图 17-4 可见，对应于 $E_0 = U_N$ 时，空载磁动势 $F_{f0} = \overline{ac}$ ，消耗于气隙部分的磁动势 $F_g = \overline{ab}$ ，此时，电机磁路的饱和系数 k_μ 为

$$k_\mu = \frac{\overline{ac}}{\overline{ab}} = \frac{\overline{Od}}{\overline{Og}} = \frac{\overline{dh}}{\overline{dc}} = \frac{E'_0}{U_N} \quad (17-6)$$

式中： E'_0 为磁路不饱和时的空载电动势。通常同步电机的 k_μ 约在 1.1~1.25 之间。

四、时间相量与空间矢量

磁极磁动势产生磁极磁场。气隙中磁场的实际磁通密度分布波不是正弦波。如果仅考虑其基波分量，当磁场旋转时，定子绕组中所匝链的磁通也就随时间按正弦规律变化，从而定子绕组中的感应电动势也随时间按正弦规律变化。

磁动势和磁场是空间分布函数，磁通和电动势是时间函数。由于只考虑基波分量，因此，可以分别用空间矢量和时间相量表示。又因为二者都有相同角速度，所以可以将二者画在同一坐标平面上。这种合并画在同一坐标平面上的时间相量图和空间矢量图简称为时、空矢量图。在画时间相量图和空间矢量图时均应分别规定其参考轴，参考轴的选取一般是任意的，但是，如把相绕组轴线作为空间矢量参考轴，并令时间相量参考轴与空间矢量参考轴重合，这样将会给分析同步电机的电磁关系带来方便。图 17-5 就是按照上述方法选取参考轴画出的同步电机空载时的时、空矢量图。

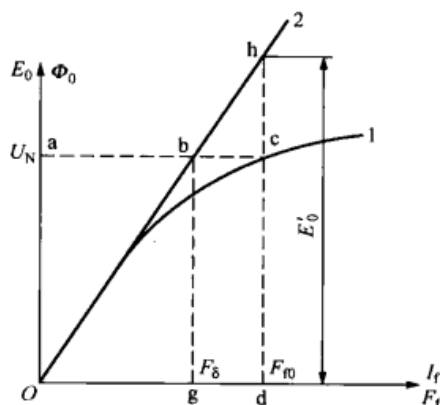


图 17-4 同步发电机的空载特性

如图 17-5 所示, 转子励磁磁动势的基波振幅为 F_{Ω} , 由转子磁动势产生的基波磁场的磁通密度振幅为 B_{Ω} , 分别用空间矢量 \dot{F}_{Ω} 和 \dot{B}_{Ω} 表示, 它们都随转子以角速度 ω_1 而旋转。习惯上称转子绕组的轴线为直轴, 用符号 d 表示。两极之间的中线称为交轴, 用符号 q 表示。则 \dot{F}_{Ω} 和 \dot{B}_{Ω} 始终与 d 轴正方向一致。

把三相绕组简化成等效的三相集中绕组。在图 17-5 (a) 所示的瞬间, A 相绕组正处于极面中心处, A 相绕组的感应电动势为最大值, 交链的磁通等于零。按照上述规则选取参考轴。电动势 \dot{E}_0 相量应画在时间参考轴上, 磁通 $\dot{\Phi}_0$ 相量超前于 \dot{E}_0 相量 90° 。则磁通时间相量 $\dot{\Phi}_0$ 与空间矢量 \dot{F}_{Ω} 和 \dot{B}_{Ω} 重合, 如图 17-5 (b) 所示。

注意: 时间相量表示的是绕组中的感应电动势、电压和电流以及绕组所交链的磁通, 空间矢量表示的是磁动势和磁通密度。

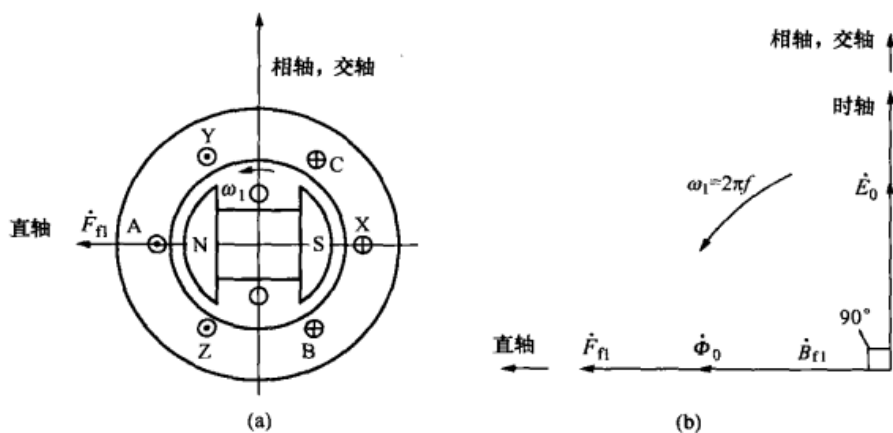


图 17-5 同步电机空载时、空矢量图

第三节 对称三相负载时的电枢反应

同步电机空载运行时, 空气隙中只存在有直流励磁的机械旋转磁场, 在定子绕组中只感应有空载电动势 \dot{E}_0 , 因为定子电流 $I_0 = 0$, 所以端电压 $\dot{U} = \dot{E}_0$ 。但是, 当定子绕组流过负载电流时, 便产生有电枢磁动势, 它的存在使空气隙磁动势分布发生变化, 从而使空气隙磁场以及绕组中的感应电动势发生变化, 这种现象称为电枢反应。

为了讨论同步电机的电枢反应, 有几个问题须作说明:

(1) 用等效集中绕组 AX、BY、CZ 代表三相分布绕组, 如图 17-5 (a) 所示。

(2) 电机的空间矢量有励磁磁势 \dot{F}_{Ω} 、电枢磁势 \dot{F}_a , 二者共同作用产生的气隙磁势 \dot{F}_{δ} 。 \dot{F}_{Ω} 的方向始终沿 d 轴, \dot{F}_a 的矢量方向由电机定子三相电流的负载性质决定。而气隙磁势 \dot{F}_{δ} 则由 \dot{F}_{Ω} 和 \dot{F}_a 共同作用决定。这里还须强调, \dot{F}_a 是由对称三相电流共同产生的。它的振幅始终处于电流最大的那一相绕组的轴线上。

(3) 电机的时间相量有空载电势 \dot{E}_0 、电枢反应电势 \dot{E}_a 和气隙电势 \dot{E}_{δ} , 以及分别产生它们的磁通相量 $\dot{\Phi}_0$ 、 $\dot{\Phi}_a$ 和 $\dot{\Phi}_{\delta}$, 另外还有负载电流 \dot{I} , 这些值均指每相值。

(4) 由于认为电机磁路不饱和, 则电机的磁路系统为线性系统, 可以应用迭加原理。于

是认为 $\dot{F}_f \rightarrow \dot{\Phi}_0 \rightarrow \dot{E}_0$, $\dot{F}_a \rightarrow \dot{\Phi}_a \rightarrow \dot{E}_a$, $\dot{F}_s \rightarrow \dot{\Phi}_s \rightarrow \dot{E}_s$, 则 $\dot{F}_f + \dot{F}_a = \dot{F}_s$, $\dot{\Phi}_0 + \dot{\Phi}_a = \dot{\Phi}_s$, $\dot{E}_0 + \dot{E}_a = \dot{E}_s$ 。

(5) 讨论电枢反应, 就是讨论:

1) 电枢磁势 \dot{F}_a 对 \dot{F}_f 是怎么影响的, 即在 \dot{F}_f 和 \dot{F}_a 的共同作用下, 产生 \dot{F}_s 相对于 \dot{F}_f 的位置和大小如何。

2) 在每相绕组中由于有了 \dot{E}_a 、 \dot{E}_0 和 \dot{E}_s 共同合成产生的 \dot{E}_s 相对于 \dot{E}_0 在大小和相位上有什么变化。

3) 由于 \dot{F}_a 的作用, 电机发出的有功、无功功率情况。

(6) 分析的方法采用画时空矢量图的方法, 其画法规定均按照上节“四”叙述的规定。

在下述讨论中只对 A 相的情况且均选取图 17-5 (a) 所示瞬间。

电枢磁动势与转子磁动势的相对位置决定着同步电机的运行方式。磁动势相对位置对同步电机运行性能有何影响, 这是本节讨论的重点。暂且只考虑磁路不饱和的情况。

同步电机电枢磁动势与转子磁动势间的相对位置取决于负载电流的性质。把同步电机输出电流 \dot{I} 和空载电动势 \dot{E}_0 之间的相角 ψ 定义为内功率因数角。 $\psi=0$ 时, \dot{I} 与 \dot{E}_0 同相; $\psi>0$ 时, 电流 \dot{I} 滞后于 \dot{E}_0 ; $\psi<0$ 时, \dot{I} 超前于 \dot{E}_0 。引入内功率因数角 ψ 对分析同步电机很有用。为了区别, 把端电压 \dot{U} 和负载电流 \dot{I} 之间的相位角称为外功率因数角 φ , 它是可以测量的, 而内功率因数角 ψ 是分析电机特性时所定义的一个角度。

下面分析几种不同内功率因数角 ψ 时的电枢反应。

一、内功率因数角 $\psi=0$ 时的电枢反应

内功率因数角 $\psi=0$ 时, \dot{I} 与 \dot{E}_0 同相, 其有功功率从电机输至电网, 同步电机为发电机运行情况。由于 $\psi=0$, $\cos\psi=1$, $\sin\psi=0$, 该发电机不发出无功功率。

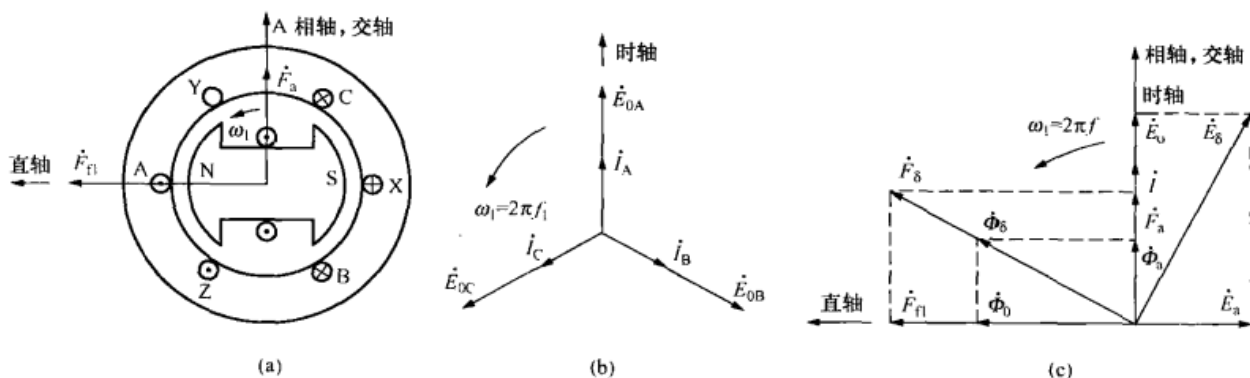
如图 17-6 (a) 所示瞬间。首先画出 \dot{E}_0 并作为时间相量的参考轴。感应 \dot{E}_0 的磁通 $\dot{\Phi}_0$ 超前 \dot{E}_0 90° 。按照时空相量画法的规定, 则 \dot{F}_f 空间矢量与时间相量 $\dot{\Phi}_0$ 相重合。 \dot{F}_f 即为电机的 d 轴方向。由于参考轴 (\dot{E}_0) 方向与 d 轴垂直, 所以参考轴就是 q 轴。由于 $\psi=0$, 电流 \dot{I} 与 \dot{E}_0 同相, 于是在 \dot{E}_0 轴上画出 \dot{I} , 此时 I 值也达到最大值。按照交流电机共同理论推出的, 则电枢磁势 \dot{F}_a 的幅值此时应处在 A-X 绕组的轴线上, 而这个轴线恰好就是时间相量的参考轴, 所以 \dot{F}_a 、 $\dot{\Phi}_a$ 矢量与 \dot{I} 、 \dot{E}_0 重合。于是 \dot{E}_a 滞后于 $\dot{\Phi}_a$ 90° 。从而可以得出气隙合成磁势 $\dot{F}_s = \dot{F}_f + \dot{F}_a$, 气隙磁通 $\dot{\Phi}_s = \dot{\Phi}_0 + \dot{\Phi}_a$, 绕组中的感应电势 $\dot{E}_s = \dot{E}_0 + \dot{E}_a$, 如图 17-6 (c) 所示。

由此可见, 此时电枢磁势 \dot{F}_a 作用在 q 轴上, 故称这种反应为交轴电枢反应。

为了图面清晰, 图 17-6 中只画出了 A 相电路, 图中 \dot{F}_a 是三相电流共同产生的, 它是旋转磁动势。由于已选定了时间参考轴与空间参考轴, 且相对静止, 这样就可以把它们画在一个坐标平面上。如此, 则 $\dot{\Phi}_0$ 与 \dot{F}_f 同方向, \dot{F}_a 与 \dot{I} 同方向。

图 17-6 中, $\dot{\Phi}_a$ 为电枢反应磁通, 是时间相量, 因为该瞬间 A 相绕组交链的 $\dot{\Phi}_a$ 为最大

值, 故 $\dot{\Phi}_a$ 应画在时轴上; \dot{E}_0 为电枢反应电动势, 是时间相量, 滞后于 $\dot{\Phi}_a$ 90° ; \dot{F}_δ 为合成磁动势, 是空间矢量; $\dot{\Phi}_\delta$ 为合成磁通, 是时间相量; \dot{E}_δ 为合成电动势, 是时间相量。

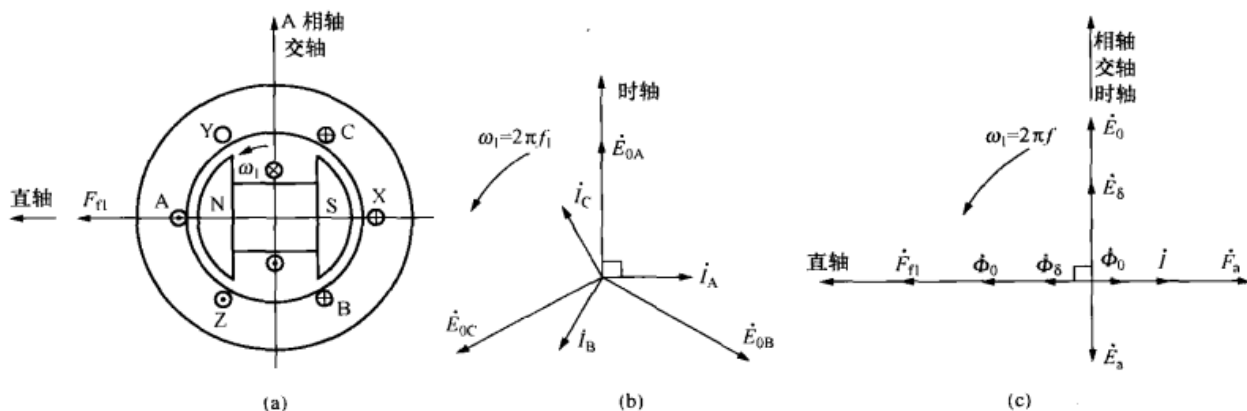
图 17-6 $\psi=0$ 时的电枢反应

二、内功率因数角 $\psi=\frac{\pi}{2}$ 时的电枢反应

内功率因数角 $\psi=\frac{\pi}{2}$, 此时 \dot{I} 滞后于 \dot{E}_0 90° , $\cos\psi=0$, $\sin\psi=1$, 有功功率等于零, 同步电机发出电感性无功功率。

如图 17-7 (a) 所示, 在该瞬间 A 相电动势为最大, 因为 $\psi=\frac{\pi}{2}$, \dot{I} 时间上滞后 \dot{E}_0 90° , 当 I_A 为最大值时, 转子已转过了 $\frac{\pi}{2}$, 这时电枢磁动势 \dot{F}_a 出现在 d 轴上, 故称为直轴电枢反应。 \dot{F}_a 与 \dot{F}_f 反相, 表示它对转子磁动势起去磁作用。图 17-7 (b) 所示为三相电动势、电流时间相量图, 图 17-7 (c) 所示为时、空矢量图。

当电机接到电网上, 由于电网的电压需保持不变, 从而要求空气隙的合成磁场近似保持不变。在 $\psi=\frac{\pi}{2}$ 时, 电枢反应起去磁作用, 原有的直流励磁就不够了, 应相应增大, 称直流励磁增加后的同步电机运行状态为过励状态。由此得出结论, 过励的同步电机将输送电感性无功功率至电网。

图 17-7 $\psi=\frac{\pi}{2}$ 时的电枢反应

三、内功率因数角 $\psi=\pi$ 时的电枢反应

内功率因数角 $\psi=\pi$, 此时 \dot{I} 与 \dot{E}_0 反相 180° 。 $\cos\psi=1$, $\sin\psi=0$, 有功功率将从电网输送到电机, 同步电机处于电动机运行。

如图 17-8 (a) 所示, 当 $\psi=\pi$ 时, \dot{F}_a 作用在交轴, 与相轴正方向反相 180° , 是交轴电枢反应。图 17-8 (b) 所示为三相电动势、电流时间相量图, 图 17-8 (c) 所示为时、空矢量图。

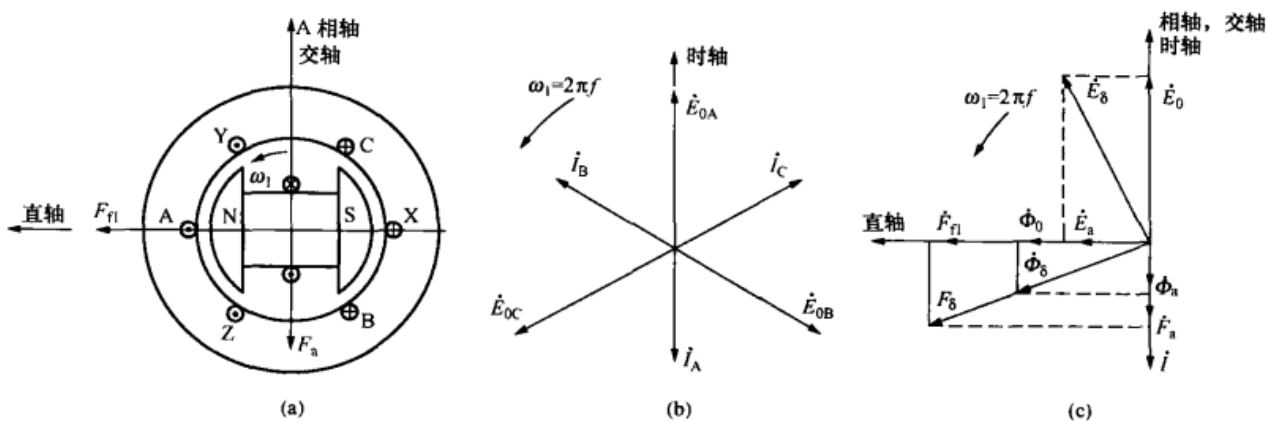


图 17-8 $\psi=\pi$ 时的电枢反应

四、内功率因数角 $\psi=-\frac{\pi}{2}$ 时的电枢反应

内功率因数角 $\psi=-\frac{\pi}{2}$, 此时 \dot{I} 超前 \dot{E}_0 90° , $\cos\psi=0$, $\sin\psi=1$, 同步电机仅向电网输送电容性无功功率, 即从电网吸收感性无功功率。

如图 17-9 (a) 所示, 在该瞬间 A 相电动势达最大值, 因 $\psi=-\frac{\pi}{2}$, A 相电流为零, 电枢磁动势 \dot{F}_a 超前于相轴 90° , 恰好作用在 d 轴上, 是直轴电枢反应。因为 \dot{F}_a 与 \dot{F}_{fl} 同相, 起磁化作用。图 17-9 (b) 所示为三相电动势、电流时间相量图, 图 17-9 (c) 所示为时、空矢量图。

同理, 当需电压保持不变, 由于 F_a 的磁化作用, 使原有的直流励磁就偏大了, 必须相应减小, 减小直流励磁后的同步电机处于欠励状态。由此同样可得出结论: 欠励的同步电机

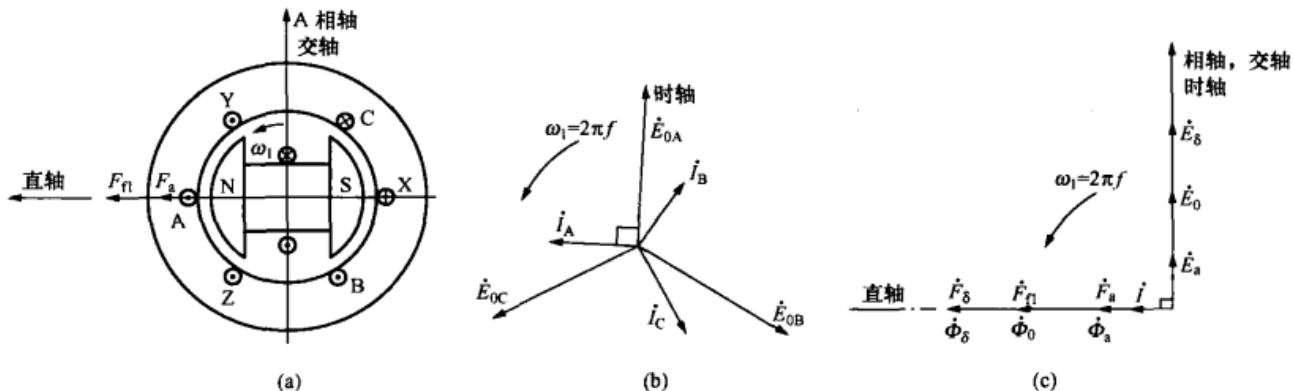


图 17-9 $\psi=-\frac{\pi}{2}$ 时的电枢反应

将输送电容性无功功率到电网。

五、内功率因数角 $0 < \psi < \frac{\pi}{2}$ 时的电枢反应

通常情况下,常用的负载内功率因数角 ψ 在 $0 \sim \frac{\pi}{2}$ 之间,亦即电枢电流 \dot{I} 滞后于励磁电动势 \dot{E}_0 一个锐角,这时的电枢反应如图 17-10 所示。在 17-10 (a) 所示时刻(取为 $t=0$) A 相的励磁电动势 \dot{E}_0 正好达正最大值。由于 $\psi \neq 0$,此时 A 相电流并非最大值,故电枢磁动势 \dot{F}_a 轴线不在 A 相轴线上,必须过一段时间等到转子转过 ψ 空间电角度,相应地 A 相电流相量 \dot{i} 也转过 ψ 时间电角度时, A 相电流才达正最大值而 \dot{F}_a 才来到 A 相轴线上。由此可见, $t=0$ 时 \dot{F}_a 位于 A 相轴线后面 ψ 空间电角度处而 \dot{i} 也位于时轴后面 ψ 时间电角度处。由图 17-10 (b) 所示的时、空矢量图可见 \dot{i} 滞后于 Φ_0 的时间电角度和 \dot{F}_a 滞后于 \dot{F}_0 的空间电角度都是 $(90^\circ + \psi)$,可将此时的电枢磁动势 \dot{F}_a 分解为交轴和直轴两个分量,即

$$\dot{F}_a = \dot{F}_{ad} + \dot{F}_{aq} \quad (17-7)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} F_{ad} &= F_a \sin \psi \\ F_{aq} &= F_a \cos \psi \end{aligned} \right\} \quad (17-8)$$

也可将每相电流 \dot{I} 都分解为 \dot{I}_d 和 \dot{I}_q 两分量,即

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q \quad (17-9)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} I_d &= I \sin \psi \\ I_q &= I \cos \psi \end{aligned} \right\} \quad (17-10)$$

其中 \dot{I}_q 与所属相的 \dot{E}_0 同相位,三相 \dot{I}_q 系统合成产生交轴电枢磁动势 \dot{F}_{aq} ,故 \dot{I}_q 称为 \dot{I} 的交轴分量,同理滞后于 \dot{E}_0 90° 的三相 \dot{I}_d 系统合成产生直轴电枢磁动势 \dot{F}_{ad} ,故 \dot{I}_d 称为 \dot{I} 的直轴分量。由 17-10 (b) 可见,交轴分量 \dot{I}_q 系统产生交轴电枢反应,交轴分量滞后为发电机运行,超前为电动机运行,它对应于输出和输入有功功率。而直轴分量 \dot{I}_d 系统则产生去磁作

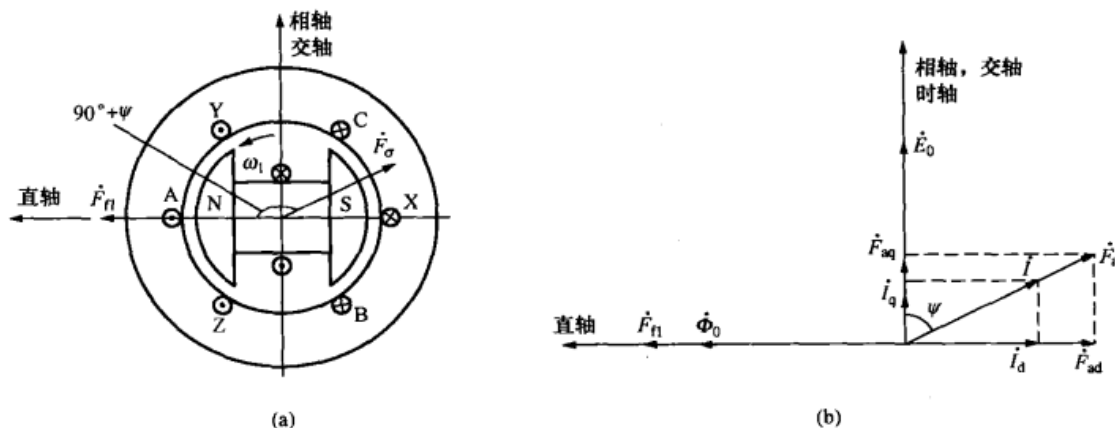


图 17-10 $0 < \psi < \pi/2$ 时的电枢反应

用的直轴电枢反应, 电枢磁动势直轴分量可能是磁化或去磁作用。当去磁作用时, 电网上的同步电机, 不论是用作发电机或电动机, 均系在过励状态。反之, 当直轴电枢磁动势起磁化作用时, 接在电网上的同步电机, 不论是用作发电机或电动机, 均系在欠励状态。

以上分析了几种不同内功率角 ψ 的情况, 可以看出: 虽然同步电机的电枢磁场与转子磁场之间没有相对运动, 但是, 依据负载电流的性质不同, 内功率角 ψ 不同, 两个磁场间有着不同的相对位置, 这个相对位置决定着同步电机的运行方式。

电枢反应的存在是实现能量传递的关键。当同步发电机空载运行时, 定子绕组开路, 没有负载电流, 不存在电枢反应, 因此也不存在能量传递。当同步发电机带有负载时, 就产生了电枢反应。在不同负载性质时, 电枢磁场与转子电流产生电磁力 (电磁转矩)。这种电磁力所产生的电磁转矩的方向和转子的旋转方向相反, 企图阻止转子旋转。已知交轴电枢磁场是由与空载电动势同相的电流分量, 即电流的有功分量 I_q 产生的, 那么, 发电机要输出有功功率, 原动机就必须克服由于有功电流分量 I_q 所引起的阻力转矩, 输出的有功功率越大, 有功电流分量越大, 交轴电枢反应就越强, 所产生的阻力转矩也就越大。

综上所述, 为了维持发电机的转速不变, 必须随着有功负载的变化调节原动机的输入功率; 为保持发电机的端电压不变, 必须随着无功负载的变化相应地调节转子的励磁电流。

第四节 电枢反应磁动势的折算

在同步电机的分析中, 如果不考虑磁路的饱和现象, 气隙中的磁场呈线性关系, 就可以应用叠加原理。实际上, 当电机正常运行时, 其磁路总是饱和的。如考虑到磁路饱和, 叠加原理便不适用了, 必须把电枢磁动势与转子磁动势合并成合成磁动势, 再由合成磁动势确定合成磁场及其合成感应电动势。

由于电枢磁动势与转子磁动势的波形不同, 在求合成磁动势时, 需要将电枢磁动势等效折算。又由于隐极机的气隙均匀, 凸极机的气隙不均匀, 它们的电枢反应磁动势的折算方法将不相同, 下面分别予以讨论。

一、隐极式同步电机电枢反应磁动势的折算

由于同步电机的特性主要是由基波电动势决定的, 而基波电动势是由基波磁场所感应, 所以进行电枢反应磁动势折算时应以折算前后产生相等的基波磁场作为折算条件。由于隐极同步电机的气隙均匀, 基波磁场和基波磁势在空间分布相同, 所以转化时可以以二者产生的基波磁动势振幅相等作为折算条件。

前面已分析过, f_a 为电枢反应磁动势的基波分量, 沿空间按正弦分布, 其振幅为 F_a 。隐极同步电机的转子磁动势 f_f 为阶梯形波, 如图 17-1 所示, 其振幅为 F_f , 其基波分量的振幅为 F_{f1} , 前已述及, F_f 与 F_{f1} 之间的关系为 $k_f F_f = F_{f1}$ 。设 F'_a 为 F_a 等效折算至转子磁动势的折算值, 即振幅为 F_a 的电枢磁动势相当于振幅为 F'_a 的阶梯形转子磁动势。而振幅为 F'_a 的阶梯形转子磁动势的基波分量振幅为 $k_f F'_a$ 。根据隐极同步电机电枢磁动势折算概念, 应满足电枢反应磁动势折算前后的基波振幅相等, 即

$$k_f F'_a = F_a \quad (17-11)$$

所以

$$F'_a = \frac{1}{k_f} F_a = k_a F_a \quad (17-12)$$

式中: $k_a = 1/k_f$ 称为隐极同步电机电枢反应磁动势的折算系数, 它等于隐极同步电机转子磁动势波形系数的倒数。

隐极机气隙均匀, F_{ad} 与 F_{aq} 所作用的磁路的空气隙和 F_a 的相同, 故 F_{ad} 与 F_{aq} 的折算系数也都是 k_a 。

二、凸极式同步电机电枢反应磁动势的折算

凸极同步电机由于气隙不均匀, 电枢反应磁动势的折算方法与隐极机不同。隐极机的电枢磁动势波与磁通密度波有相同波形, 所以产生相同的基波磁动势作为磁动势折算条件; 凸极机因电枢磁动势波与磁通密度波有不同波形, 则必须以产生相同的基波磁通密度作为磁动势折算条件。又由于直轴与交轴的电枢反应磁场波形不同, 二者的折算值也不相同。

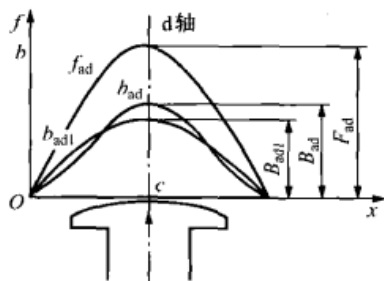


图 17-11 凸极机直轴电枢反应磁动势和磁通密度波

(一) 直轴电枢反应磁动势的折算

电枢电流直轴分量 I_d 产生直轴电枢反应磁动势 \dot{F}_{ad} , 其基波振幅为

$$F_{ad} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m \frac{N}{p} k_{wl} I_d \quad (17-13)$$

由于气隙不均匀, \dot{F}_{ad} 产生的磁通密度分布波如图 17-11 所示, 已不再是正弦波。具体形状将由空隙各点处的磁动势和磁导决定, 其计算甚为复杂。由于对称关系, 它的振幅 B_{ad} 仍在直轴处, 且有

$$B_{ad} = \frac{\mu_0}{\delta'} F_{ad} \quad (17-14)$$

式中: δ' 为图 17-11 中 d 轴处的空气隙的有效长度。产生正弦电动势 \dot{E}_{ad} 的是磁通密度波的基波分量 \dot{B}_{adl} , 它可根据波形分析出来, 设其振幅为

$$B_{adl} = k_d B_{ad} \quad (17-15)$$

式中: k_d 为直轴电枢磁通密度分布曲线的波形系数。

由式 (17-14) 和式 (17-15) 可知, 直轴电枢反应磁动势所产生的基波磁通密度的幅值为

$$B_{adl} = k_d B_{ad} = k_d \frac{\mu_0}{\delta'} F_{ad} \quad (17-16)$$

如图 17-12 所示, 凸极机的励磁磁动势 f_f 为一矩形波, 其振幅为 F_f , 由于气隙不均匀, 它所产生的磁通密度波 b_f 近似为梯形, 其振幅为 B_f , 图 17-12 中虚线所示为它的基波分量, 其振幅为 B_{f1} 。由于对称关系, f_f 的轴线和 B_f 、 B_{f1} 均在 d 轴处。实际磁通密度分布波的振幅为

$$B_f = \frac{\mu_0}{\delta} F_f \quad (17-17)$$

定义

$$k_B = \frac{B_{\Omega}}{B_f} \quad (17-18)$$

式中: k_B 为磁通密度分布曲线的波形系数。由此可写出励磁磁通密度基波振幅 B_{Ω} 与励磁磁动势 F_f 的关系, 即

$$B_{\Omega} = k_B B_f = k_B \frac{\mu_0}{\delta} F_f \quad (17-19)$$

设 F'_{ad} 为 F_{ad} 的折算值, 根据折算的基本物理概念和折算条件, 振幅为 F'_{ad} 的矩形波的转子励磁磁动势所产生的基波磁通密度的振幅为 $k_B \frac{\mu_0}{\delta} F'_{ad}$, 它应该与实际的直轴电枢反应磁动势 F_{ad} 产生的基波磁通密度幅值相同。所以应满足条件

$$k_B \frac{\mu_0}{\delta} F'_{ad} = k_d \frac{\mu_0}{\delta} F_{ad} \quad (17-20)$$

由此求得

$$F'_{ad} = \frac{k_d}{k_B} F_{ad} = k_{ad} F_{ad} \quad (17-21)$$

式中: $k_{ad} = k_d/k_B$, 称为直轴电枢反应磁动势的折算系数。

(二) 交轴电枢反应磁动势的折算

电枢电流交轴分量 I_q 产生交轴电枢反应磁动势 F_{aq} , 其基波振幅为

$$F_{aq} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m \frac{N}{p} k_{w1} I_q \quad (17-22)$$

它所产生的磁通密度波如图 17-13 所示, 呈马鞍形, 可以分析得到其基波的振幅为 B_{aq1} , 由于对称关系, 可见 B_{aq1} 位于 q 轴。假如图 17-13 中的气隙是均匀的, 则将产生一个振幅为 B_{aq} 的假想的磁通密度正弦波, 如图 17-13 中虚线所示。现定义

$$k_q = B_{aq1} / B_{aq} \quad (17-23)$$

式中: k_q 为交轴电枢磁通密度分布曲线的波形系数。显然, 假想的交轴磁通密度振幅为

$$B_{aq} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{aq} \quad (17-24)$$

由式 (17-23) 和式 (17-24) 可知, 交轴电枢反应磁动势所产生基波磁通密度的振幅为

$$B_{aq1} = k_q B_{aq} = k_q \frac{\mu_0}{\delta} F_{aq} \quad (17-25)$$

令 F'_{aq} 为 F_{aq} 的折算值, 类似于直轴电枢反应磁动势折算方法, 对于交轴电枢反应磁动势应满足

$$k_B \frac{\mu_0}{\delta} F'_{aq} = k_q \frac{\mu_0}{\delta} F_{aq}$$

由此求得

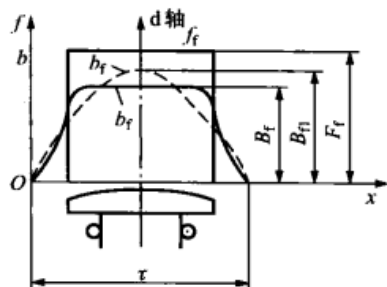


图 17-12 凸极机磁极磁动势与磁场

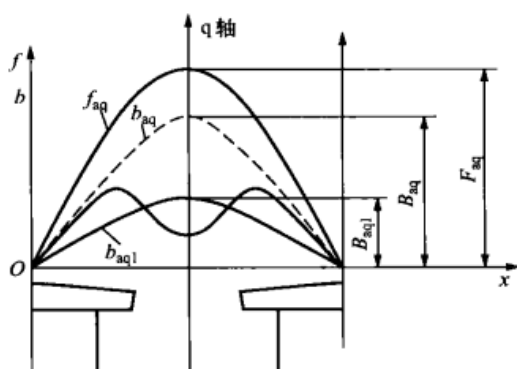


图 17-13 凸极机交轴电枢反应磁动势波和磁通密度波

$$F'_{aq} = \frac{k_q}{k_B} F_{aq} = k_{aq} F_{aq}$$

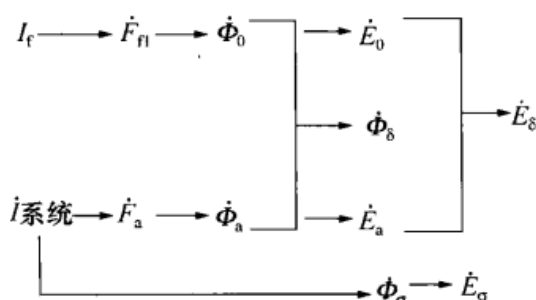
式中: $k_{aq} = k_q/k_B$, 称为交轴电枢反应磁动势的折算系数。

第五节 隐极同步发电机的负载运行

同步发电机在稳态对称运行时, 电枢磁场和转子磁场都以同步转速旋转, 与转子绕组没有相对运动, 因而不会在转子绕组中感应电动势。所以从电路观点来看, 同步电机要比变压器及异步电机更为简单。本节主要讨论隐极同步发电机负载运行情况, 下面分别对不考虑磁路饱和和考虑磁路饱和两种情况进行分析。

一、不考虑磁路饱和时的情况

当不考虑磁路饱和时可认为主磁路为线性, 故可应用叠加原理, 认为转子基波磁动势 \dot{F}_Ω 和电枢磁动势 \dot{F}_a 各自产生磁通 $\dot{\Phi}_0$ 和 $\dot{\Phi}_a$, 并在定子绕组中感应出励磁电动势 \dot{E}_0 和电枢反应电动势 \dot{E}_a , 再把 $\dot{\Phi}_0$ 和 $\dot{\Phi}_a$ 相量相加得出合成气隙磁通 $\dot{\Phi}_\delta$, 同理将 \dot{E}_0 和 \dot{E}_a 相量相加得出合成电动势 \dot{E}_δ , 称为气隙电动势。此外, 电枢电流所产生漏磁场还将产生每相的漏磁通 $\dot{\Phi}_\sigma$ 和每相的漏电动势 \dot{E}_σ 。上述关系可表示如下:



按图 17-14 中规定的正方向, 可得到电枢绕组任一相的电动势方程为

$$\sum \dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_\sigma = \dot{E}_\delta + \dot{E}_\sigma = \dot{U} + \dot{I}r_a \quad (17-26)$$

式中: \dot{U} 为电枢一相绕组的端电压; $\dot{I}r_a$ 为电阻压降。

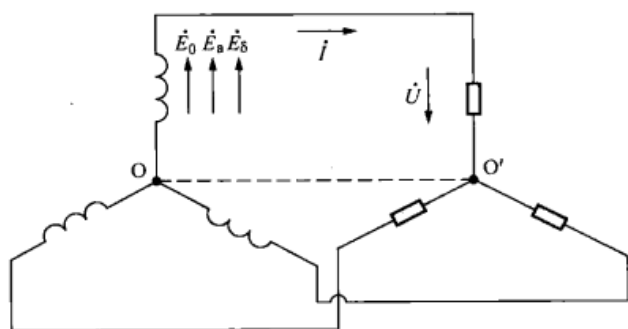


图 17-14 同步发电机各物理量的正方向

根据电磁感应定律, $e = -N \frac{d\Phi}{dt}$, 可知

\dot{E}_0 、 \dot{E}_a 、 \dot{E}_δ 和 \dot{E}_σ 分别滞后于相应的磁通 $\dot{\Phi}_0$ 、 $\dot{\Phi}_a$ 、 $\dot{\Phi}_\delta$ 和 $\dot{\Phi}_\sigma$ 为 90° 相角。在忽略铁损耗和磁路饱和的情况下, 显然 $E_a \propto \Phi_a \propto F_a \propto I$, 故 \dot{E}_a 正比于 \dot{I} 。由图可见, \dot{E}_a 滞后于 $\dot{\Phi}_a$ 90° , 而 $\dot{\Phi}_a$ 与 \dot{I} 同相, 故 \dot{E}_a 滞后于 \dot{I} 90° , 于是 \dot{E}_a 可写成负电抗压降的形式, 即

$$\dot{E}_a = -j\dot{I}x_a \quad (17-27)$$

式中: x_a 是对应于电枢反应磁通的电抗, 称为电枢反应电抗。由式 (17-27) 可见, x_a 就

是对称负载下单位电枢电流所产生的电枢反应电动势值。必须指出 x_a 虽是一相的电抗值,但在物理意义上它综合反映了三相对称电流所产生电枢反应磁场 \bar{B}_a 对于一相的影响,实质上相当于异步电机的励磁电抗 X_m ,故 x_a 不饱和值的公式与 X_m 相同。

同样,漏电动势 \dot{E}_s 可写为负漏抗压降,即

$$\dot{E}_s = -j\dot{I}x_s \quad (17-28)$$

于是式 (17-26) 可改写为

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_s + j\dot{I}x_a = \dot{U} + \dot{I}r_a + j\dot{I}x_s \quad (17-29)$$

其中

$$x_s = x_a + x_a \quad (17-30)$$

x_s 称为隐极同步电机的同步电抗,它是表征同步电机对称稳态运行时电枢电流总效应的一个总阻抗,在不计磁路饱和时, x_s 是一个常值。

图 17-15 是与式 (17-29) 相对应的等效电路和相量图。从图 17-15 (a) 可见,隐极同步电机相当于励磁电动势 \dot{E}_0 和同步阻抗 $Z_s = r_a + jx_s$ 相串联所组成的电路,此图简单明确,广泛应用于工程分析中。

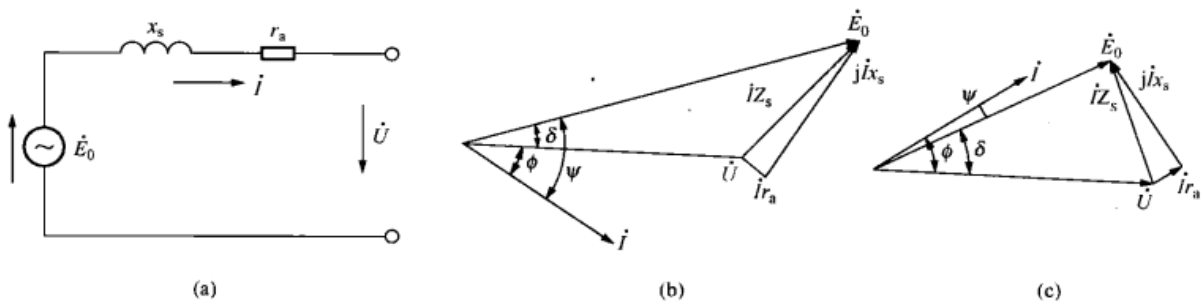


图 17-15 隐极同步发电机的等效电路和相量图

(a) 等效电路; (b) 过励状态; (c) 欠励状态

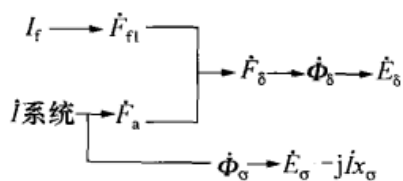
如图 17-15 (b) 和 (c) 所示,电流相量与端电压及空载电动势间的相角差将依负载情况及励磁情况而定。图 17-15 (b) 表示当负载电流 \dot{I} 滞后于空载电动势 \dot{E}_0 , 即当 $0 < \psi < \pi/2$ 时的情况,该发电机系在过励状态。图 17-15 (c) 表示当负载电流 \dot{I} 超前于空载电动势 \dot{E}_0 , 即当 $0 > \psi > -\pi/2$ 时的情形,该发电机系在欠励状态。

我们定义 \dot{E}_0 与 \dot{U} 之间的相位角为 δ , 称之为功角,它在分析同步电机功率时是十分重要的参数。又令 \dot{E}_0 与 \dot{E}_s 之间的相位角为 δ_i , 从而空间矢量 \vec{F}_n 与 \vec{F}_s 间的相位角也是 δ_i , 它反映了负载后磁动势的空间位移,称 δ_i 为位移角。由于 $\delta \approx \delta_i$, 即两者相差甚微,实用上认为两者相等而不加以区别。

二、考虑磁路饱和时的情况

实际的同步电机都在一定饱和程度下运行,这时磁路是非线性的,叠加原理不再适用,应当先求出主磁路的合成磁动势,再由它求出负载时的合成电动势 \dot{E}_s , 其关系如下:

此时气隙中合成磁动势的基波分量 (简称气隙磁动势) \vec{F}_s 为



$$\dot{F}_{\delta} = \dot{F}_{\Omega} + \dot{F}_a \quad (17-31)$$

而电枢某一相的电动势方程为

$$\dot{E}_{\delta} = \dot{U} + \dot{I}(r_a + jx_{\sigma}) \quad (17-32)$$

为了由 E_{δ} 求出 F_{δ} , 应设法利用电机的空载特性, 因为它反映了磁动势和由它产生的电动势之间的关系。问题是空载特性中的磁动势采用的是励磁磁动势波的实际幅值 $F_f = N_f I_f$, 而式 (17-31) 矢量相加得出的 \dot{F}_{δ} 都是合成磁动势波中基波分量的幅值, 必须再换算 (折算) 成等效的励磁磁动势的幅值后才能用空载特性求出 E_{δ} 来。

根据隐极同步电机电枢磁动势折算概念, 应满足电枢反应磁动势折算前后的基波振幅相等。即在式 (17-31) 两边同时乘以 k_a , 得 $k_a \dot{F}_{\delta} = k_a \dot{F}_{\Omega} + k_a \dot{F}_a$, 即

$$\dot{F}'_{\delta} = \dot{F}'_f + \dot{F}'_a \quad (17-33)$$

式 (17-33) 中, $\dot{F}'_{\delta} = k_a \dot{F}_{\delta}$, $\dot{F}'_a = k_a \dot{F}_a$ 分别表示折算到励磁磁动势波形后的气隙磁动势、电枢磁动势; $\dot{F}'_f = k_a \dot{F}_{\Omega}$ 表示折算成实际励磁磁动势的幅值。

由式 (17-31)、式 (17-32) 和式 (17-33) 可得, 考虑饱和时隐极同步发电机的磁动势—电动势矢量图如图 17-16 (a) 所示。显然图 17-16 (a) 中 \dot{F}'_f 、 \dot{F}'_a 和 \dot{F}'_{δ} 所组成的三角形 (阴影部分所示) 是相似的, 它们彼此一一对应, 只是在数值上后者为前者的 k_a 倍。

由图 17-16 可见, 当计及磁路饱和时漏抗压降的延长线将不和空载电动势 \dot{E}_0 的端点相交, 即 \dot{E}_0 不再等于 $\dot{U} + \dot{I}(r_a + jx_{\sigma})$, 这是因为 F_f 在空载时处在比负载时的气隙磁动势 \dot{F}'_{δ} 要高得多的饱和程度下, 所以它产生的空载电动势 \dot{E}_0 要比按图 17-16 (b) 中的 \overline{OA} 直线所示的饱和程度所得的值要低得多。

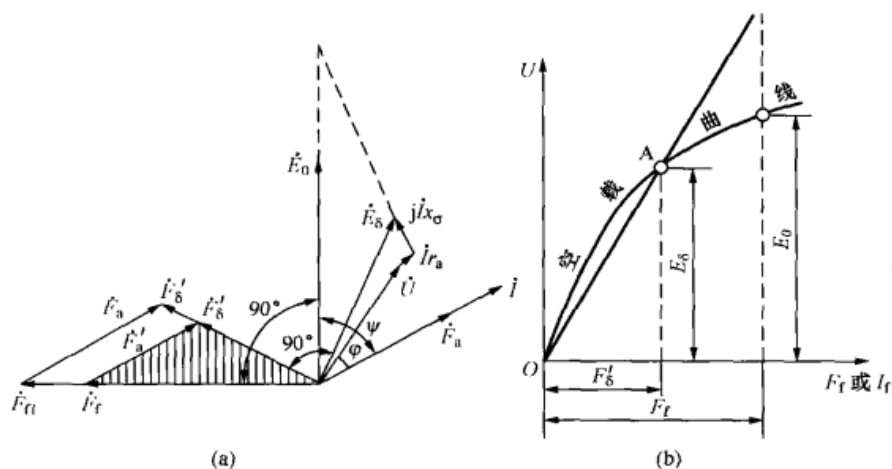


图 17-16 考虑饱和时隐极同步发电机的磁动势—电动势矢量图

第六节 凸极同步发电机的负载运行

一、双反应理论

凸极同步机的气隙不均匀, 气隙各处的磁阻不相同, 在极面下的磁导大, 两极之间的磁导小, 二者相差甚大。由于这一特点, 分析凸极同步电机电枢反应时, 从电枢磁动势波求电枢磁通就会存在很大困难。为了解决这个问题, 采用了双反应理论, 即对于在空间任意位置的电枢反应磁动势 \dot{F}_a , 将其分解为作用在直轴上的直轴电枢反应磁动势 \dot{F}_{ad} 和作用在交轴上的交轴电枢反应磁动势 \dot{F}_{aq} 。直轴磁导和交轴磁导虽不相等, 但它们本身却都有固定的数值。这种把一个电枢反应磁动势 \dot{F}_a , 用两个电枢反应磁动势分量 \dot{F}_{ad} 、 \dot{F}_{aq} 来替代的方法称为双反应理论, 只要找出直轴和交轴相应的磁导, 便可分别求出直轴和交轴的磁通密度波及相应的磁通, 最后, 可求出直轴电枢反应磁通和交轴电枢反应磁通在每相定子绕组中感应的直轴电枢反应电动势 \dot{E}_{ad} 和交轴电枢反应电动势 \dot{E}_{aq} 。这样就避免了要找出气隙各不同处的磁阻的困难。

实际上, 将 \dot{F}_a 分解为 \dot{F}_{ad} 和 \dot{F}_{aq} 这种方法在图 17-10 中已经应用。它们之间的关系为

$$\left. \begin{aligned} F_{ad} &= F_a \sin\psi \\ F_{aq} &= F_a \cos\psi \end{aligned} \right\} \quad (17-34)$$

还可以将电枢电流 \dot{I} 分解为直轴分量 \dot{I}_d 和交轴分量 \dot{I}_q , 即

$$\left. \begin{aligned} I_d &= I \sin\psi \\ I_q &= I \cos\psi \end{aligned} \right\} \quad (17-35)$$

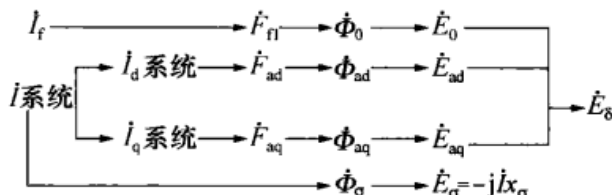
它们分别产生相应的电枢磁动势 F_{ad} 和 F_{aq} 。

双反应理论是建立在叠加原理的基础上的, 当不计磁路饱和时, 应用双反应理论来分析凸极同步电机既方便又准确。

需要指出, 虽然直轴和交轴电枢反应磁动势都是正弦分布波, 但由于气隙不均匀, 它们所产生的空间磁通密度分布波和磁动势波不同, 不再是正弦波了, 且由于直轴、交轴磁阻不同, 电枢基波磁动势和电枢磁通密度基波相位也不相同了。

二、不考虑磁路饱和时的情况

凸极电机在不考虑饱和时, 可利用双反应理论分别求出励磁电动势、直轴和交轴电枢磁动势所产生的基波磁通及感应电动势, 其关系如下:



按照前面各物理量正方向的规定, 电枢一相电动势方程式为

$$\sum \dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_\sigma = \dot{U} + \dot{I} r_a \quad (17-36)$$

相应的电动势相量图如图 17-17 (a) 所示。与隐极机相似, 不计饱和时有下列关系:

$E_{ad} \propto \Phi_{ad} \propto F'_{ad} \propto F_{ad} \propto I_d$, $E_{aq} \propto \Phi_{aq} \propto F'_{aq} \propto F_{aq} \propto I_q$, 即 $E_{ad} \propto I_d$ 和 $E_{aq} \propto I_q$ 。从相位上看, 当不计定子铁损耗时, \dot{E}_{ad} 和 \dot{E}_{aq} 分别滞后于 \dot{I}_d 和 \dot{I}_q 90° 相角, 故 \dot{E}_{ad} 和 \dot{E}_{aq} 可以用相应的负电抗压降来表示

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d x_{ad} \quad (17-37)$$

$$\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q x_{aq} \quad (17-38)$$

这里 $I_d = I \sin \psi$, $I_q = I \cos \psi$, $\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q$, 而式中 x_{ad} 和 x_{aq} 分别称为直轴电枢反应电抗和交轴电枢反应电抗, 它们分别表征对称负载下单位直轴或交轴电流系统联合产生的直轴或交轴电枢反应电抗电动势。

当电机磁路不饱和时, 总是 $x_{ad} > x_{aq}$ 。从概念上看, 它表明单位直轴电流所产生的直轴电枢反应电动势比交轴电流所产生的交轴电枢反应电动势要大, 其原因是直轴磁路的磁导 Λ_{ad} 显著大于交轴磁路的磁导 Λ_{aq} 。

把式 (17-37)、式 (17-38) 代入式 (17-36) 并考虑到 $\dot{E}_s = -jI x_s$, 则电动势方程可改写为

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} r_a + j\dot{I}_d x_{ad} + j\dot{I}_q x_{aq} + j\dot{I} x_s \quad (17-39)$$

由于 $j\dot{I} x_s = j\dot{I}_d x_s + j\dot{I}_q x_s$ 代入式 (17-39) 可得

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} r_a + j\dot{I}_d (x_{ad} + x_s) + j\dot{I}_q (x_{aq} + x_s)$$

即

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I} r_a + j\dot{I}_d x_d + j\dot{I}_q x_q \quad (17-40)$$

式中: x_d 和 x_q 分别为凸极同步电机的直轴和交轴同步电抗

$$\begin{cases} x_d = x_s + x_{ad} \\ x_q = x_s + x_{aq} \end{cases} \quad (17-41)$$

它表征在对称负载下单位直轴或交轴电流系统产生的电枢总磁场 (包括电枢反应磁场和漏磁场) 在电枢每相绕组中感应的电动势。这样, 由于气隙不均匀, 凸极同步电机的电枢电流应分解成 \dot{I}_d 和 \dot{I}_q 两个分量, 每个分量有其对应的同步电抗, 电机中共有 x_d 和 x_q 两个同步电抗。由于 $x_{ad} > x_{aq}$, 故 $x_d > x_q$, 与式 (17-40) 相对应的电动势相量图如图 17-17 所示。

若已知 \dot{U} 、 \dot{I} 、 $\cos \varphi$ 及 x_d 、 x_q , 可以画出相应的相量图。但从式 (17-40) 可以看出, 要画相量图, 必须首先将 \dot{I} 分解为 \dot{I}_q 和 \dot{I}_d 两个分量, 也就是要知道 \dot{E}_0 与 \dot{I} 的夹角 ψ 。为了确定 ψ 角的大小, 可将式 (17-40) 进行一些变换, 若在该式的两边都减去 $j\dot{I}_d (x_d - x_q)$, 可得

$$\begin{aligned} \dot{E}_0 - j\dot{I}_d (x_d - x_q) &= \dot{U} + \dot{I} r_a + j\dot{I}_d x_d + j\dot{I}_q x_q - j\dot{I}_d (x_d - x_q) \\ &= \dot{U} + \dot{I} r_a + j\dot{I}_q x_q + j\dot{I}_d x_q \\ &= \dot{U} + \dot{I} r_a + j(\dot{I}_d + \dot{I}_q) x_q \\ &= \dot{U} + \dot{I} r_a + j\dot{I} x_q \end{aligned} \quad (17-42)$$

由图 17-17 可知, \dot{E}_0 与 \dot{I}_d 垂直, $j\dot{I}_d (x_d - x_q)$ 必与 \dot{E}_0 在同一方向。令 $\dot{E}_Q = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d (x_d - x_q)$

$(x_d - x_q)$, 因此作出 \dot{E}_q 就能确定 \dot{E}_0 的方向, 从而确定内功率角 ψ , 如图 17-17 (a) 所示。

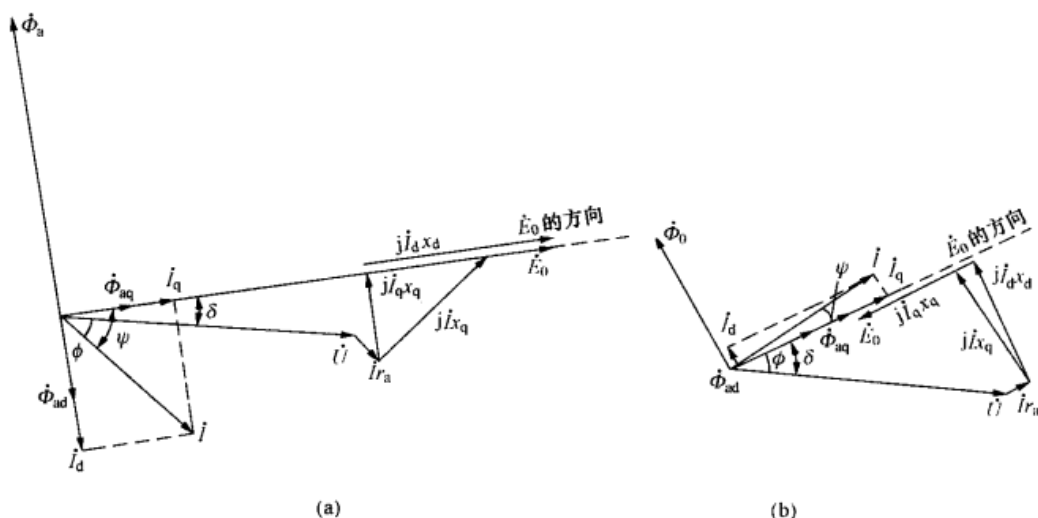
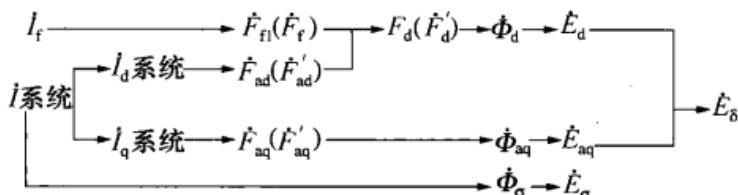


图 17-17 不计饱和时凸极同步电机的矢量图

(a) 过励状态; (b) 欠励状态

三、考虑磁路饱和时的情况

当电机磁路饱和时, 气隙合成的磁场应由总的合成磁动势来决定。由于气隙不均匀, 仍应采用双反应原理, 严格地讲, 这时直轴磁场除了主要取决于直轴合成磁动势外还要受到交轴磁动势对直轴磁路饱和程度带来的影响, 反之亦然。但这种交、直轴磁场之间的相互影响很难分析而且影响并不大, 所以一般并不考虑。实际的做法是先分别求出直轴和交轴的合成磁动势, 进行折算后从空载特性求出直轴和交轴感应电动势, 最后再合成气隙电动势, 整个关系如下:



其中 F_{ad} 、 F_{aq} 和 F_a 为实际的基波磁动势, 而 F'_{ad} 、 F'_{aq} 和 F'_d 分别是它们折算的等效励磁磁动势。由折算值 F'_d 和 F'_{aq} 可直接查空载特性求出气隙合成电动势 E_d 和交轴电枢反应电动势 E_{aq} , 如图 17-18 所示, 于是电枢某一相的电动势方程可改写为

$$\dot{E}_d + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_\sigma = \dot{E}_0 + \dot{E}_\sigma = \dot{U} + \dot{I}r_a \quad (17-43)$$

由于极间的气隙很大, $F'_{aq} = k_{aq} F_{aq}$ 的数值较小, 基本上处于空载特性的线性区, 此时 x_{aq} 基本上是不饱和值, 为一常数, \dot{E}_{aq} 可改写为 $\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q x_{aq}$, 于是式 (17-43) 可改写为

$$\dot{E}_d = \dot{U} + \dot{I}(r_a + jx_s) + j\dot{I}_q x_{aq} \quad (17-44)$$

其相量的矢量图如图 17-18 (a) 所示。

【例 17-1】 一台凸极同步发电机, 定子绕组为 Y 接, $U_N = 11\text{kV}$, $I_N = 460\text{kA}$, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 已知 $x_d = 17\Omega$, $x_q = 9\Omega$, 电阻可忽略不计。试求在额定负载下运行时的 \dot{E}_0 为多少。

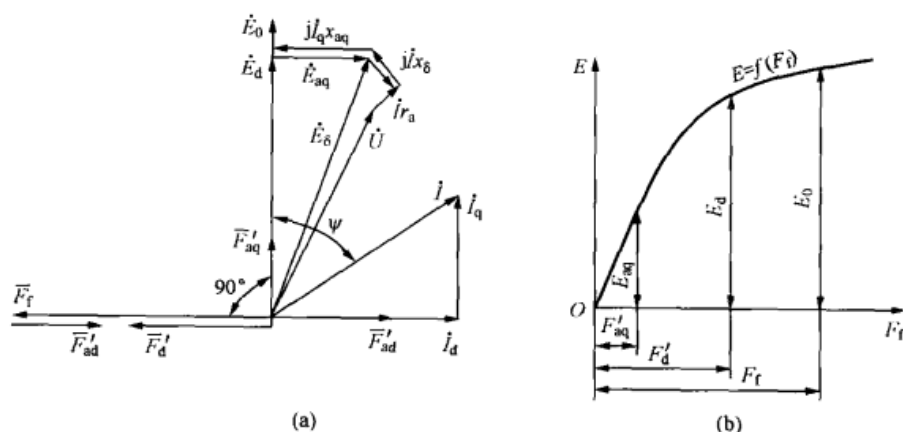


图 17-18 考虑饱和时凸极同步发电机的矢量图

解 以 \dot{U} 为参考相量, 有

$$\dot{U} = \frac{11 \times 10^3}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ = 6350 \angle 0^\circ (\text{V})$$

$$\varphi = \arccos 0.8 = 36.87^\circ; \dot{I} = 460 \angle -36.87^\circ (\text{A})$$

绘出图 17-19 所示相量图。

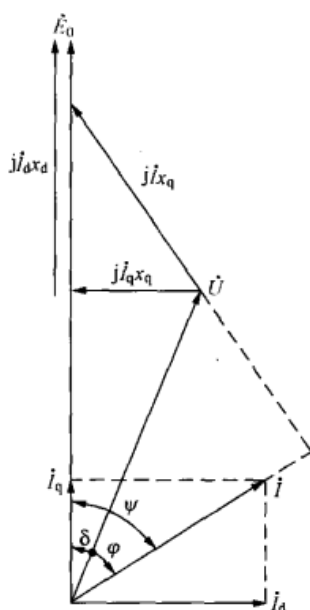


图 17-19 凸极机相量图

解法 1 根据方程式进行复数运算。

(1) 求内功率角 ψ

$$\begin{aligned} \dot{U} + j\dot{I}x_q &= 6350 \angle 0^\circ + j9 \times 460 \angle -36.87^\circ \\ &= 6350 + 2484 + j3312 = 9434.45 \angle 20.55^\circ (\text{V}) \\ \psi &= 36.87^\circ + 20.55^\circ = 57.42^\circ \end{aligned}$$

(2) 分解 \dot{I}_d 、 \dot{I}_q

$$\begin{aligned} I_d &= I \sin \psi = 460 \sin 57.42^\circ = 387.6 (\text{A}) \\ \dot{I}_d &= 387.6 \angle -(90^\circ - 20.55^\circ) = 387.6 \angle -69.45^\circ \\ I_q &= I \cos \psi = 460 \cos 57.42^\circ = 247.7 (\text{A}) \\ \dot{I}_q &= 247.7 \angle 20.55^\circ \end{aligned}$$

(3) 求 \dot{E}_0

$$\begin{aligned} \dot{E}_0 &= \dot{U} + j\dot{I}_q x_q + j\dot{I}_d x_d \\ &= 6350 \angle 0^\circ + j9 \times 247.7 \angle 20.55^\circ + j17 \times 387.6 \angle -69.45^\circ \\ &= 11737.4 + j4400.4 = 12535.1 \angle 20.55^\circ \end{aligned}$$

解法 2 根据相量图的几何关系求解。

根据图 17-19 所示的相量图, 将 \dot{U} 分解成 $U \cos \varphi$ 及 $U \sin \varphi$, 可得

$$\psi = \arctan \frac{I x_d + U \sin \varphi}{U \cos \varphi} = \arctan \frac{460 \times 9 + 6350 \times 0.6}{6350 \times 0.8} = \arctan 1.565 = 57.42^\circ$$

根据图 17-19 所示的相量图得

$$\begin{aligned} E_0 &= U \cos \delta + I_d x_d = U \cos(\psi - \varphi) + I \sin \psi x_d \\ &= 6350 \cos(57.42^\circ - 36.87^\circ) + 460 \times 17 \sin 57.42^\circ \end{aligned}$$

$$=5946+6589=12\,335(\text{V})$$

可见,同步发电机的计算过程中应用相量图,可将复杂的计算简化为代数运算,使计算工作大为简化。

本章小结

本章分析了三相同步发电机在稳态对称运行情况下电机内部的电磁物理现象,重点说明了同步电机的作用原理、电枢磁动势与磁极磁动势的空间相对位置及其在能量转换中的作用,分析了从磁动势到电动势的计算方法,引入了同步电抗参数,建立了空载电动势与端电压、相电流和励磁电流间的关系,列出了电路方程及等效电路和相量图。

电枢反应磁动势与磁极磁动势的相对位置取决于 \vec{E} 和 \vec{I} 的相位差 ψ ,称为内功率因数角。当 $\psi=0^\circ$ 或 $\psi=180^\circ$ 时,电枢磁动势作用在交轴,表现为仅产生有功功率而不产生无功功率。当 $\psi=\pm 90^\circ$ 时,电枢磁动势作用在直轴,表现为仅产生无功功率而不产生有功功率。一般情况,当 ψ 为任意角度时,可将电枢磁动势分解为交轴分量和直轴分量,分别研究它们所起的作用。

为分析工作特性,需要列出电路方程并画出等效电路和相量图。其中,电动势的分析与计算是关键。分析其基波电动势,需要求出每极基波磁通,而每极基波磁通又取决于每极基波磁场,电机的磁场取决于电机的磁动势与磁阻。通常从结构上难以满足电机的磁场按正弦分布。但由于磁场是周期性函数,总可以从中求得基波分量,为此,引入了波形系数的概念。由于同步电机的转子结构有隐极与凸极之分,气隙磁阻分布差异很大,导致磁场分布波形差异很大,为此,介绍了双反应法。计及磁路饱和与不计及磁路饱和时,由磁动势到电动势的计算方法也不相同。

当不考虑磁路饱和时,可利用叠加原理,分别计算电枢磁动势与磁极磁动势产生的基波磁场,从而计算出相应基波电动势。当考虑磁路饱和时,必须将电枢磁动势与磁极磁动势合成,再由合成磁动势求得合成磁场与合成电动势。由于电枢磁动势与磁极磁动势的波形不同,在求合成磁动势时,必须对电枢磁动势的波形按磁极磁动势波形作等效折算。

电枢反应电抗和同步电抗是很重要的参数,这些参数可以计算,也可测量。

思 考 题

17-1 同步电机的空气隙磁场,在空载时是如何激励的?在负载状态下又是如何励磁的?如何确定定子旋转磁场与转子旋转磁场的波形、振幅、转速以及它们之间的相对位置?

17-2 在电机正常运行时,空气隙磁场是否在转子绕组中感应电动势?为什么?

17-3 同步电抗对应于什么磁通?为什么说同步电抗是三相电流产生的电抗而它的数值又是每相值?每相同步电抗与每相绕组本身的励磁电抗有什么区别?

17-4 隐极电机和凸极电机的同步电抗有何异同?

17-5 异步电机和变压器一样,所需的励磁电流必须由电网供给。同步电机所需的励磁电流则可由转子方面和定子方面联合供给。试解释接在电网上的同步电机,当电网电压不变的条件下,改变转子方面的直流励磁为何可以调节同步机的功率因数?为什么说过励发电

机有滞后的功率因数, 而欠励发电机则有超前的功率因数?

17-6 什么是同步电机的电枢反应? 电枢反应的性质取决于什么?

17-7 同步电机的内功率因数角 ψ 由什么因素决定?

17-8 什么叫双反应理论? 为什么凸极机要用双反应理论来分析电枢反应? 隐极机能不能应用双反应理论?

17-9 在画交流电机时、空矢量图时, 有哪些惯例和规律必须遵循?

17-10 时、空矢量图中 \dot{F}_Ω 、 \dot{F}_a 、 \dot{F}_δ 、 \dot{E}_0 、 \dot{E}_a 、 \dot{E}_q 各代表什么物理量? 电抗 x_s 、 x_a 、 x_{ad} 、 x_{aq} 、 x_d 、 x_q 、 x_g 各对应哪些磁通? 因数 k_f 、 k_a 、 k_d 、 k_q 、 k_{aq} 、 k_{ad} 各在什么情况下使用, 数值约为多大?

17-11 同步电机在对称负载下稳定运行时, 电枢电流产生的磁场是否与励磁绕组匝链? 它会在励磁绕组中感应电动势吗?

17-12 在异步电机和变压器篇中都遇到过折算, 本章也讨论了折算问题, 试问这三种电机中的折算问题的异同点有哪些?

习 题

17-1 有一台三相隐极同步发电机, 电枢绕组 Y 接法, 额定功率 $P_N = 25\,000\text{kW}$, 额定电压 $U_N = 10\,500\text{V}$, 额定转速 $n_N = 3000\text{r/min}$, 额定电流 $I_N = 1720\text{A}$, 并知同步电抗 $x_s = 2.3\Omega$, 如不计电阻, 求:

(1) $I_a = I_N$, $\cos\varphi = 0.8$ (滞后) 时的电动势 \dot{E}_0 和功角 δ ;

(2) $I_a = I_N$, $\cos\varphi = 0.8$ (超前) 时的电动势 \dot{E}_0 和功角 δ 。

17-2 有一 $P_N = 72\,500\text{kW}$ 、 $U_N = 10.5\text{kV}$ 、星形连接、 $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后) 的水轮发电机, $x_d^* = 1$, $x_q^* = 0.554$, 电枢电阻略去不计。试求额定负载下的电动势 \dot{E}_0 和 \dot{E}_0 与 \dot{I} 的夹角 ψ 。

17-3 一台隐极同步发电机带三相对称负载, $\cos\varphi = 1$, 此时端电压 $U = U_N$, 电枢电流 $I = I_N$, 若已知该电机的 $x_g = 0.15$, $x_a = 0.85$, 忽略定子电阻, 用时间相量图求出空载电动势 E_0 、 ψ 及 δ 角各为多大。

17-4 有一台三相凸极同步发电机, 电枢绕组 Y 接法, 每相额定电压 $U_{\varphi N} = 230\text{V}$, 额定相电流 $I_{\varphi N} = 9.06\text{A}$, 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后)。已知该机运行于额定状态, 每相励磁电动势 $E_0 = 410\text{V}$, 内功率因数角 $\psi = 60^\circ$, 不计电阻压降, 试求: I_d 、 I_q 、 x_d 和 x_q 各为多少。

17-5 有一台三相隐极同步发电机, 电枢绕组 Y 接法, 额定电压 $U_N = 6300\text{V}$, 额定电流 $I_N = 572\text{A}$, 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后)。该机在同步速下运转, 励磁绕组开路, 电枢绕组端点外施三相对称线电压 $U = 2300\text{V}$, 测得定子电流为 572A 。如果不计电阻压降, 求此电机在额定运行下的励磁电动势 \dot{E}_0 。

17-6 一台凸极同步发电机, 电枢绕组 Y 接法, 额定相电压 $U_N = 230\text{V}$, 额定电流 $I_N = 6.45\text{A}$, 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.9$ (滞后), 并知其同步电抗 $x_d = 18.6\Omega$, $x_q = 12.8\Omega$, 不计电阻压降, 试求在额定状态下运行时的 I_d 、 I_q 和 \dot{E}_0 。

17-7 一台三相星形连接、1500kW 的水轮发电机，额定电压 6300V，额定功率因数 $\cos\varphi_N=0.8$ （滞后）。已知它的参数 $x_d=21.3\Omega$ ， $x_q=13.7\Omega$ ，忽略电枢电阻。试求：

- (1) x_d 和 x_q 的标么值；
- (2) 画出电动势相量图；
- (3) 计算额定负载时的电动势 E_0 。

17-8 一台三相水轮发电机数据如下：额定容量 $S_N=8750\text{kVA}$ ，额定电压 $U_N=11\text{kV}$ （星形连接），每相同步电抗 $x_d=17\Omega$ ， $x_q=9\Omega$ ，忽略电阻。当该发电机带上 $\cos\varphi=0.8$ （滞后）的额定负载时：

- (1) 求各同步电抗的标么值；
- (2) 用电动势相量图求该机在额定负载运行时的 δ 角及空载电动势 E_0 。

第十八章 同步发电机的运行特性

在第十七章同步电机的基本电磁关系学习的基础上,本章将进一步分析同步发电机在对称负载下的运行特性。同步发电机对称运行是指电机转速为额定值且保持恒定,并向三相对称负载供电时的一种稳态运行方式。

对称运行时,同步发电机的主要变量有端电压 U 、电枢电流 I 、励磁电流 I_f 和功率因数 $\cos\varphi$ 。说明上述变量之间关系的函数或曲线即为同步发电机的基本特性。通常同步电机的基本特性如下:

(1) 空载特性:当 $I=0$,即发电机空载运行时,空载电动势 E_0 (或端电压 U_0)与励磁电流 I_f 的关系曲线, $E_0 = f(I_f)$ 。

(2) 短路特性:当 $U=0$ 时,发电机短路电流 I_k 与励磁电流 I_f 的关系曲线, $I_k = f(I_f)$ 。

(3) 负载特性:当 $I=\text{常数}$ 及 $\cos\varphi=\text{常数}$ 时,端电压 U 与励磁电流 I_f 的关系曲线, $U = f(I_f)$ 。

(4) 外特性:当 $I_f=\text{常数}$ 及 $\cos\varphi=\text{常数}$ 时,端电压 U 与负载电流 I 的关系曲线, $U = f(I)$ 。

(5) 调整特性:当 $U=\text{常数}$ 及 $\cos\varphi=\text{常数}$ 时,发电机励磁电流 I_f 与负载电流 I 的关系曲线, $I_f = f(I)$ 。

表征同步电机特性的主要参数是同步电抗 x_s 、 x_d 、 x_q 及漏抗 x_σ 。

第一节 同步发电机的空载特性

在原动机的驱动下,同步电机作为发电机运行。正常运行时转子转速恒等于额定转速,即同步转速。若同步发电机的转子绕组加上直流励磁,而电枢绕组开路,即为同步发电机的空载运行。此时,空气隙中只有一个由转子励磁的机械旋转磁场。该磁场截切电枢绕组便将感应三相对称的空载电动势 E_0 。由于电枢绕组开路,所以这时同步发电机的端电压 U 即等于空载电动势 E_0 。空载运行特性就是讨论转子直流励磁电流 I_f 和空载电动势 E_0 的关系。

因为空载电动势和转子磁场的每极磁通 Φ 成正比,而转子励磁电流和转子励磁磁动势成正比,因此只要选用不同的比例尺, $E_0 = f(I_f)$ 和同步电机的磁化曲线 $\Phi_0 = f(I_f)$ 是相同的。

空载特性可通过电机的磁路计算或实验测得。用实验方法测定同步电机的空载特性时,接线如图18-1所示。受试同步电机用原动机拖动,且保持额定转速不变。励磁回路由一直流电源供电,并接有双极双投开关和可变电阻 R_f ,用以调节励磁电流的方向和大小。励磁电流 I_f 和定子电枢绕组的电动势 E_0 可由电流表PA和电压表PV同时读出。调节可变电阻,使励磁电流逐步上升,每次记下 I_f 和 E_0 的读数。取得足够的读数后,便可以 I_f 为横坐标,相电动势 E_0 为纵坐标,作出同步电机的空载特性。如图18-2所示,如从 a 点起将励磁电

流逐级减小, 则曲线将不以原路返回, 而将顺着较高的曲线 ab 下降。如用倒向开关将励磁电流的方向倒转, 重复上述操作则可得完全的磁滞回线 $abcdefa$ 。在进行空载特性实验时, 应使励磁电流顺着一个方向改变, 而不应使它忽增忽减, 否则会引起局部的磁滞作用, 使结果产生误差。同时须用转速表随时校核转速, 使它保持恒定。

图 18-2 中 $E_r = \overline{Ob}$ 是由剩磁所感应的电动势, 称为剩磁电动势 E_r 。

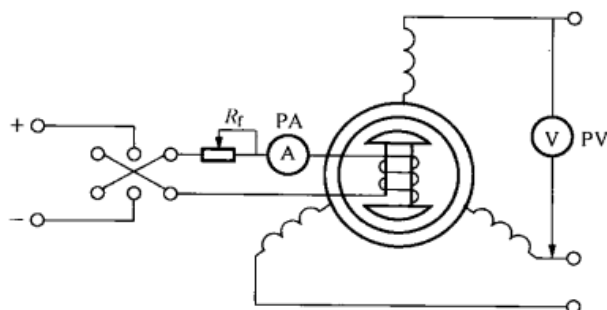


图 18-1 同步电机空载试验接线图

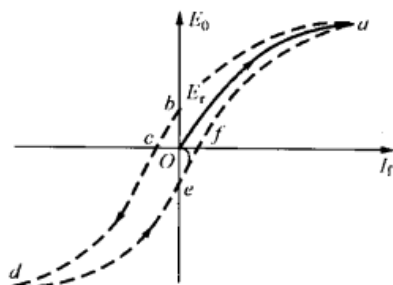


图 18-2 磁滞回线

对于已经励磁过的电机, 由于存在剩磁, 上述试验不能测得过原点的空载特性曲线 Oa 。为此, 通常规定用下降曲线来表示空载特性。试验时, 先增大 I_f , 使 E_0 达到电机额定电压的 1.2 倍, 然后单方向减小 I_f 并逐点记录 I_f 及相应的 E_0 , 直至 $I_f = 0$, $E_0 = E_r$ 为止, 如图 18-3 所示。如果剩磁电压 E_r 较大, 则空载特性应加以校正。延长下降曲线交横轴于 c 点, $\overline{Oc} = \Delta I_f$ 便作为校正量。将下降曲线向右平移 \overline{Oc} , 即得通过原点的校正了的空载特性曲线, 如图 18-3 所示。

同步发电机的空载特性常用标幺值表示, 取额定相电压 U_N 为空载电动势的基值, 取 $E_0 = U_N$ 时的励磁电流 I_{fN} 为励磁电流的基值。用这样的标幺值表示的空载特性, 不论电机容量的大小、电压的高低, 它们的空载特性彼此是非常相近的。通过实践和研究, 人们找出了一条典型的空载特性, 其参数见表 18-1。

表 18-1

典型的空载特性

I_f^*	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5
E_0^*	0.58	1.0	1.21	1.33	1.40	1.46	1.51

可用典型的空载特性与设计好的或已制成的同步发电机的空载特性相比较, 它们应该是很相近的, 否则就是该电机的磁路过于饱和或材料没有充分利用。

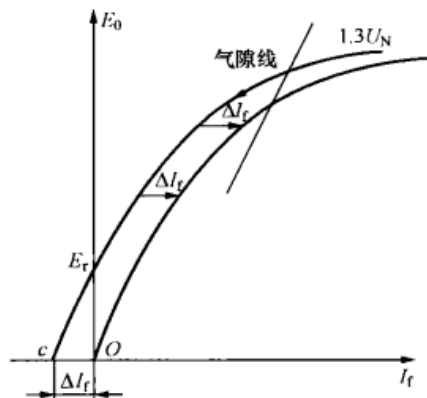


图 18-3 空载特性曲线的校正图

空载特性开始一段实际上是一条直线, 如图 18-3 所示, 因为这时磁通 Φ 很小, 电机磁路中的铁磁部分未饱和, 该部分所需的磁动势远小于空气隙磁动势, 转子励磁磁动势 F_f 主要消耗在空气隙中。从该直线部分延长而得的直线便可以表示气隙磁动势和每极磁通 Φ 的关系, 常称它为气隙线。空载特性的电压较高的部分开始向下弯曲, 是因为随着 Φ 的增大, 电机磁路的铁磁部分迅速饱和, 它所需磁动势 F_{Fe} 也就很快增大, 空载特性

便偏离气隙线开始向下弯曲。磁场饱和程度通常用饱和系数 k_μ 来表示。电机的饱和系数 k_μ 一般在 1.2 左右。

在发电厂中经常测取空载特性, 以检查三相电枢绕组的对称性。

第二节 同步发电机的短路特性与短路比

一、短路特性

短路不是同步电机的正常工作方式。同步发电机的短路特性是指在进行发电机三相稳态短路试验时, 电枢短路电流 I_k 与励磁电流 I_f 间的关系曲线。它不仅可以用来说明同步发电机的性能, 更主要的是可以测定同步电机的参数。

发电机短路后, 端电压 $\dot{U} = 0$, 电枢短路电流 $\dot{I} = \dot{E}_0 / Z_k$ 。由于电枢电阻和同步电抗相比可以略去不计, 即 $Z_k \approx jx_s$, 因此短路电流可认为是纯感性电流, 内功率因数角 ψ 接近 90° 滞后。这时的电枢电流只有直轴分量, 它所产生的电枢反应为纯粹的去磁作用。

图 18-4 所示为隐极同步发电机短路时的等效电路和相量图, 其空载电动势 E_0 和同步电抗电压降 $jI_k x_s$ 相等。如系凸极机, 则所用的同步电抗应为直轴同步电抗。

已知同步发电机的电压方程式为

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_a = \dot{E}_\delta = \dot{U} + \dot{I}(r_a + jx_s) \quad (18-1)$$

短路时 $\dot{U} = 0$, 所以 $\dot{E}_0 + \dot{E}_a = \dot{E}_\delta = \dot{I}(r_a + jx_s)$, 即

$$\dot{E}_0 = \dot{E}_\delta - \dot{E}_a = \dot{I}(r_a + jx_s) \quad (18-2)$$

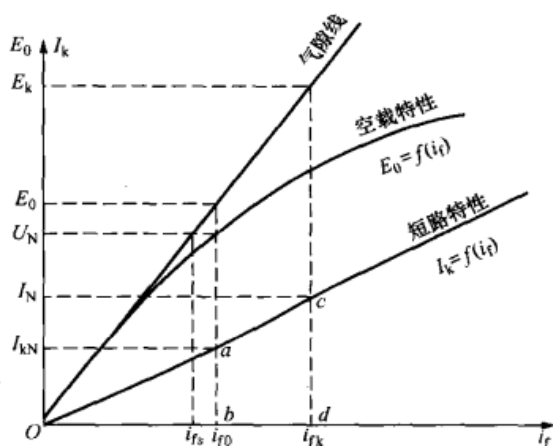


图 18-5 同步发电机空载特性和短路特性

测定短路特性时, 应先将三相电枢绕组在出线端处短接, 再启动原动机将发电机带到同步转速, 通入不同数值的励磁电流 I_f , 读取每次相应的短路电流 I_k , 即得同步发电机的短路特性。

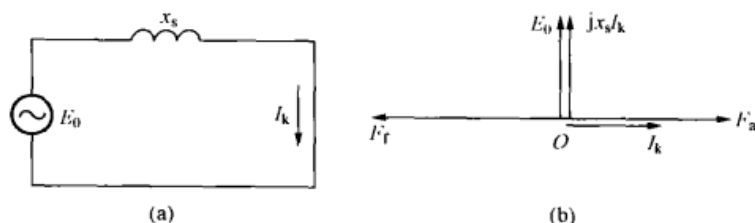


图 18-4 同步发电机在短路时的相量图

(a) 等效电路; (b) 相量图

可见短路时合成电动势的数值甚小, 只等于漏抗降落。相应地, 产生电动势的合成气隙磁通 Φ 或合成气隙磁动势 F_δ 也很小, 发电机磁路处于不饱和状态, 磁动势和磁通间为线性关系。因此, 合成气隙磁动势 F_δ 正比于合成气隙磁通 Φ , 而后者正比于合成电动势 E_δ , 短路电流又正比于该电动势, 即有 $F_\delta \propto \Phi \propto E_\delta \propto I_k$ 。另一方面, 电枢磁动势正比于电枢电流, 即 $F_a \propto I_k$ 。于是可知短路电流正比于励磁电流 ($I_f \propto F_\delta \propto F_\delta - F_a \propto I_k$), 短路特性是一条直线, 如图 18-5 所示。

测定短路特性时, 应先将三相电枢绕组在出线端处短接, 再启动原动机将发电机带到同步转

二、短路比

与同步发电机短路特性有关的另一个重要物理量是短路比。如图 18-5 所示同步发电机的空载特性和短路特性, 当发电机空载运行时, 空载电动势等于额定值 U_N 时所需的励磁电流为 I_{f0} , 保持励磁电流 I_{f0} 不变, 发电机短路时的短路电流为 I_{kN} , 它与发电机的额定值 I_N 之比称为短路比, 用 k_k 代表, 即

$$k_k = \frac{I_{kN}}{I_N} \quad (18-3)$$

由图 18-5 中的相似三角形 $\triangle OAB$ 和 $\triangle OCD$ 可以看出短路比的另一定义为: 产生空载电势 $E_0 = U_N$ 时的励磁电流 I_{f0} 与将引起短路电流为额定值 I_N 时的励磁电流 I_{fk} 之比, 即

$$k_k = \frac{I_{kN}}{I_N} = \frac{I_{f0}}{I_{fk}} \quad (18-4)$$

短路比与同步电抗间有一定关系, 设 x_d 为不饱和同步电抗, 则由图 18-5 可得 $x_s = \frac{E_0}{I_{kN}}$, 同步电抗的标么值为

$$x_s^* = \frac{E_0}{I_{kN}} \times \frac{I_N}{U_N} = \frac{E_0}{U_N} \times \frac{I_N}{I_{kN}} = k_\mu \times \frac{I_N}{I_{kN}} = k_\mu \frac{1}{k_k} \quad (18-5)$$

式中: $k_\mu = E_0/U_N$ 为饱和系数, 一般大于 1。由式 (18-5) 可见, 短路比要比不饱和同步电抗的倒数略大。

短路比的选择, 与发电机的尺寸和造价以及运行性能都有很大关系。当发电机有较大的短路比 (x_s 较小) 时, 发电机的过载能力较大, 负载引起的端电压的变化则较小。但这将要求增大电机的空气隙, 导致电机尺寸的增大以及转子励磁绕组的安匝增加。反之亦然。我国制造的汽轮发电机的短路比一般在 0.5~0.7 之间。水轮机因转子散热条件较好, 以及水电站的输电距离较长, 稳定性问题比较突出, 故短路比取得稍高, 一般在 1.0~1.4 之间。

第三节 零功率因数负载特性曲线

当负载电流 I 及功率因数 $\cos\varphi$ 均为常数时, 端电压与励磁电流之间的关系曲线 $U = f(I_f)$ 称为负载特性。

不同的负载电流 I 和不同的功率因数 $\cos\varphi$, 曲线有不同的形状, 如图 18-6 所示。在图 18-6 所示众多负载特性曲线中, 有实用意义的除了前述负载电流 $I=0$ 时的空载特性外, 就是所谓零功率因数曲线, 或称感性负载特性曲线, 即 $I=I_N$, $\varphi=90^\circ$, $\cos\varphi=0$ 时的 $U=f(I_f)$ 关系, 即图 18-6 的曲线 2。通过零功率因数曲线和空载特性曲线可以求取饱和和同步电抗及电枢漏抗。本节主要讨论零功率因数曲线的特性。

当同步发电机带纯感性负载时, 电枢反应为纯粹去磁作用, 即 $F_{aq}=0$, $F_{ad}=F_a$, 此时励磁绕组的主磁动势 F_f 减去电枢反应磁动势 $k_{ad}F_{ad}$ 以后, 剩下的即为空气隙合成磁动势 F_δ 。此合成磁动势所产生的空气隙合成磁场将在电枢绕组中感应出合成电动势量 E_δ , 合成电动势减去电枢漏抗压降 (略去电枢电阻), 就得到发电机的端电压, 即有电压方程式

$$\dot{U} = \dot{E}_\delta - j\dot{I}x_\sigma = \dot{E}_0 - j\dot{I}x_s \quad (18-6)$$

可作出纯感性负载时的相量图如图 18-7 所示, 图 18-7(a) 为隐极机, 图 18-7(b) 为

凸极机。由图 18-7 可见, 此时 \dot{E}_0 和 \dot{U} 同相, 即有 $\varphi = \psi = 90^\circ$, 磁动势间的关系以及电动势间的关系都是代数关系, 即

$$\left. \begin{aligned} F_\delta &= F_f - k_{ad} F_{ad} \\ U &= E_0 - Ix_s = E_\delta - Ix_\sigma \end{aligned} \right\} \quad (18-7)$$

这就带来了很大的方便。如果已知电枢漏抗 x_σ 以及相当于电枢反应去磁作用的励磁电流, 就可直接由空载特性推导出零功率因数曲线。在图 18-8 中, 首先求取零功率因数曲线上相当于转子磁动势 F_f 的励磁电流 $I_f = \overline{Om}$ 所对应的纵坐标 (即端电压), 令 \overline{mn} 为相当于额定电流 I_N 产生的电枢反应去磁作用 $k_{ad} F_{ad}$ 的励磁电流, 则 $\overline{Om} - \overline{mn} = \overline{On}$ 便相当于气隙合成磁动势 F_δ 的励磁电流, \overline{an} 即气隙合成磁场所感应的合成电动势 E_δ 。令 $\overline{ab} = I_N x_\sigma$ 为电枢漏抗压降, 由式 (18-7) 可知 $U = E_\delta - I_N x_\sigma = \overline{an} - \overline{ab} = \overline{bn}$, 就是端电压的数值。作 $\overline{bc} = \overline{mn}$, 则 c 点即为零功率因数曲线上相对于励磁电流为 \overline{Om} 的一点。

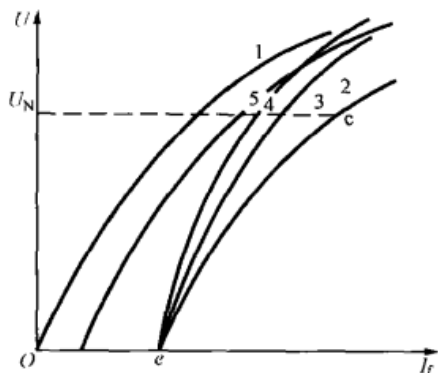
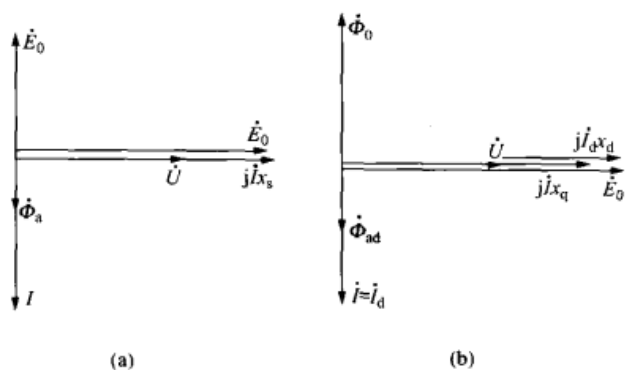


图 18-6 各种负载特性图

图 18-7 当同步发电机供给纯感性负载时的相量图
(a) 隐极机; (b) 凸极机

由图 18-8 可见, 直角三角形 abc 的高 \overline{ab} 和底边 $\overline{bc} = \overline{mn}$ 均正比于电枢电流。当电枢电流保持不变时, 该三角形的大小也是不变的, 通常称此直角三角形为电抗三角形。此三角形的顶点 a 落在空载特性上, c 点落在零功率因数曲线上, 故将它在空载特性上平移, c 点的轨迹即为零功率因数曲线。

零功率因数曲线也可用实验方法测得。对于大容量的同步发电机, 由于很难得到容量相当的纯电感负载, 所以不能再用上述方法来求取整条零功率因数曲线, 详细情况请参考相关文献。实际上要使 $\cos\varphi = 0$ 是有困难的, 但只要保持 $\cos\varphi < 0.2$, 已能获得足够准确的结果。

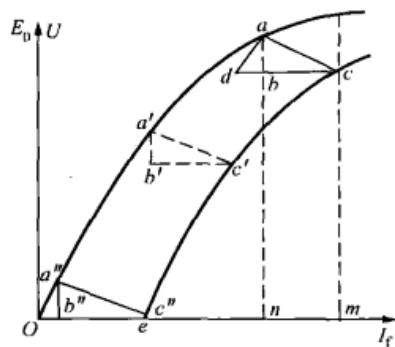


图 18-8 空载特性和零功率因数特性曲线

第四节 同步电抗的实验测定

一、不饱和同步电抗的测定

本章第二节已经指出, 如果不计电枢绕组电阻 r_a , 同步发电机短路时, 其空载电动势

\dot{E}_0 恰和同步电抗电压降相等, 即 $\dot{E}_0 = j\dot{I}_k x_s$ 。对于凸极式同步电机, 则由于短路电流 \dot{I}_k 落后 \dot{E}_0 近 90° , 系统直轴电流, $\dot{I}_q = 0$, $\dot{I}_d = \dot{I}_k$, 因此有 $\dot{E}_0 = j\dot{I}_k x_d$ 。根据以上关系, 可以利用空载特性和短路特性来确定同步电抗 x_s 或直轴同步电抗 x_d 。将测得的空载特性和短路特性画在同一坐标系上, 如图 18-5 所示。在某一固定的励磁电流时, 每相空载电动势与每相短路电流之比, 便为每相同步电抗。

但这里有一个问题, 在测定空载特性时, 由于磁路的饱和现象, 当励磁电流增大时, 空载特性将向下弯曲。在测定短路特性时, 由于空气隙中的磁通密度甚低, 磁路始终处于不饱和状态。因此, 求同步电抗时所用的空载电动势应从空载特性的直线部分加以延长所得的气隙线上来查取。同步电抗便为在某固定的励磁电流时, 气隙线的纵坐标与短路曲线的纵坐标之比, 即

$$x_d = x_s = \frac{E_0}{I_{kN}} \quad (18-8)$$

这样测得的同步电抗称为不饱和同步电抗。不论在横坐标上选取哪一点进行计算, 所求得的不饱和同步电抗均有相同的数值, 对隐极机而言, 所测得的同步电抗即 x_s ; 对凸极机而言, 所得的同步电抗即直轴同步电抗 x_d , 而凸极机的交轴同步电抗 x_q 需要用其他的方法测定。

二、求饱和同步电抗

由图 18-8 可见, 当发电机供给纯感性负载这一特定情况下, 空载电动势、端电压和同步电抗电压降三者之间呈代数关系, 即 $E_0 - U = Ix_s$ 。据此, 可以从空载特性和零功率因数曲线求取饱和同步电抗。

图 18-9 中示出了空载特性和 $I = I_N$ 时的零功率因数曲线。设在零功率因数曲线上取 a 点, \overline{ab} 表示额定端电压 U_N , 则根据 $E_0 - U = Ix_s$ 可知, \overline{cb} 便表示相应的空载电动势 E_0 , \overline{ca} 便表示同步电抗电压降 $I_N x_s$ (或 $I_N x_d$)。因此, 得饱和同步电抗 x_s 的标么值为

$$x_s^* = \frac{x_s}{U_N} = \frac{I_N x_s}{U_N} = \frac{\overline{ca}}{\overline{ab}} \quad (18-9)$$

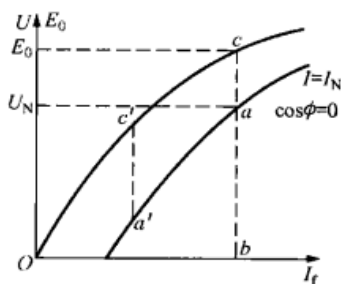


图 18-9 求饱和同步电抗的图解法

磁路的饱和状况取决于空气隙中的合成磁场的数值, 如不计漏阻抗电压降的影响, 则也就取决于端电压的数值。当发电机有不同的端电压时, x_s 也就有不同的数值。由图 18-9 可见, 当磁路不饱和时, 同步电抗电压降为 $\overline{c'a'}$, 它比 \overline{ca} 大得多, 即不饱和同步电抗的数值要比饱和同步电抗的数值大得多。

三、转差率试验

上述方法测得的是隐极机的同步电抗 x_s 或者是凸极机的直轴同步电抗 x_d , 都不能用来测定交轴同步电抗 x_q 。根据另一简单的试验可以同时求出同步电机的 x_d 和 x_q , 这一试验称为转差率试验。该试验的作法如下:

把被试同步电机的转子励磁绕组开路, 不加励磁, 转子由原动机带动, 使它的转速接近于同步转速, 约有 $1\% \sim 2\%$ 的转差。然后在定子端子上, 外施一对称三相电压。为了避免转子被牵入同步, 一般外施电压降低为额定电压的 $1/4$ 左右, 且使其相序能保证电枢旋转磁

场的转向与转子的转向一致。此时,定子旋转磁场便将以转差率速度掠过转子。当定子磁场轴线与转子直轴重合时,电抗达最高值,相应地电枢电流便有最小值。当定子磁场轴线与转子的交轴重合时,电抗达最低值,则电枢电流便有最大值。由于线路中电压降的影响,随着电枢电流的变化,定子绕组上测得的电压也有相应的变动,显然电枢电流有最小值时电压为最大,电枢电流有最大值时电压为最小。电枢电流和端电压的波动频率正比于转差率。由于转差率很低,电流表和电压表的指针来得及跟着摆动,故可以直接读出最大电流 I_{\max} 、最小电流 I_{\min} 和最大端电压 U_{\max} 、最小端电压 U_{\min} 。设量得的电流和电压都为每相值,则得每相的同步电抗 x_d 和 x_q 分别为

$$\left. \begin{aligned} x_d &= \frac{U_{\max}}{I_{\min}} \\ x_q &= \frac{U_{\min}}{I_{\max}} \end{aligned} \right\} \quad (18-10)$$

做转差率试验时用示波器摄得的电压和电流的波形如图 18-10 所示。其中图 18-10 (a) 为转子绕组端点上的电压波;图 18-10 (b) 为外施至定子端上的电压波;图 18-10 (c) 为流入定子电枢绕组的电流波。转差率试验所测得的同步电抗 x_d 与 x_q 均为不饱和值。一般来说, x_q 的数值约为 x_d 的 60% 左右。

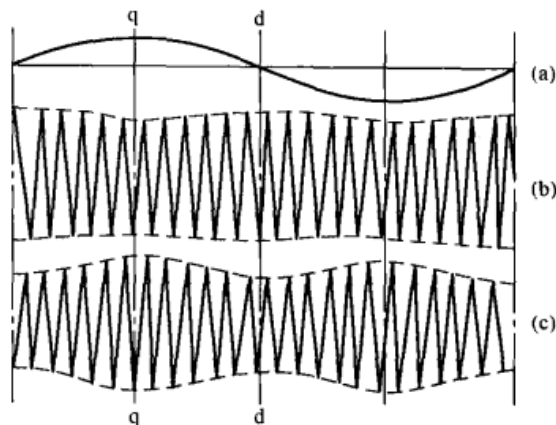


图 18-10 转差率试验时的波形图

第五节 漏抗的测定和保梯电抗

一、漏抗的测定

在第三节中已经说明,当发电机供给纯粹的感性电流时,漏抗电压降可自空载电动势直接减去,电枢反应磁动势也可自转子磁动势直接减去。因此,如果知道电机的漏抗,和相当于电枢反应的励磁电流,便可作出电抗三角形。在空载特性上平移电抗三角形,便可得零功率因数曲线。现在反过来,如果知道空载特性和零功率因数曲线,便可以求出电抗三角形,并由此确定漏抗 x_σ 。

如图 18-8 所示,直角三角形 abc 为电抗三角形, \overline{ab} 便为漏抗电压降 $I_N x_\sigma$, \overline{bc} 便为用以抵消电枢反应的励磁电流值。设 c 点为零功率因数曲线上相当于额定电压的一点, a 点便是 c 点在空载特性上的相应点。

如果空载特性和零功率因数曲线均已测定,则求 x_σ 问题的关键在于如何确定和 c 点相对应的 a 点。众所周知,磁化曲线的下面部分为直线,如把直角三角形下移,使底边 bc 位于横坐标上,即可形成斜边三角形 $Oa''c''$, 三角形 $Oa''c''$ 的一部分 $a''b''c''$ 便和所求的电抗三角形 abc 完全相等。由此使得求电抗三角形的方法如下:从 c 点作一直线 cd 和横轴平行,且使 $\overline{cd} = \overline{Oc}$;再从 d 点作一直线与空载特性下面部分 Oa'' 平行,该直线与空载特性的交点便为 a 点。作出了电抗三角形后,便可求得 $\overline{ab} = I_N x_\sigma$, \overline{ab} 和额定电流 I_N 的比值,即是漏抗 x_σ 。

就像上面所说的,为了求漏抗 x_σ 并不需要作出整条零功率因数曲线,只要找到两个特

定点就行了, 即图 18-8 中表示短路电流额定值的励磁电流点 e (即 c'') 及额定电压时的 c 点, 它们是容易求得的。有了这两点, 就可用上述方法确定电抗三角形, 继而求得漏抗 x_s 。

测定漏抗的另一简单方法为抽出转子法, 把电机的转子抽出, 在定子绕组上外施一对称三相电压, 其频率应为额定值。由于电枢电阻可以略去不计, 每相外施电压与电流之比便为所求的漏抗。应用这一方法测得的漏抗要比实际的漏抗略大, 应进行修正。

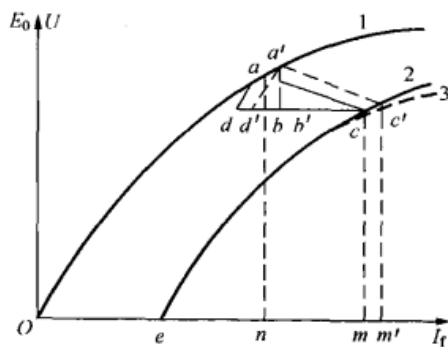


图 18-11 求保梯电抗

二、保梯电抗

由空载特性曲线和电抗三角形所推出的零功率因数曲线, 称为理论零功率因数曲线。实验测得的曲线将更为弯曲一点, 如图 18-11 中的曲线 3 (虚线) 所示。

对于实测的零功率因数曲线 3, 应用前述的方法来求 x_s , 则作出的电抗三角形为 $a'b'c'$, 如图 18-11 所示, 同理, 漏抗电压降落为 $\overline{a'b'}$, 由此算出的漏抗将大于前述由 \overline{ab} 算出的 x_s 。为了区别, 将 $\triangle a'b'c'$ 称为保梯三角形, 由 $\overline{a'b'}$ 所求出的漏抗称为保梯电抗, 用 x_p 表示, 且 $I_N x_p = \overline{a'b'}$ 。

对于汽轮发电机, 因极间漏磁通较小, 故 $x_p \approx x_s$; 对凸极式同步电机, 则 $x_p = (1.1 \sim 1.3) x_s$ 。

第六节 同步发电机的外特性和调节特性

一、外特性

同步发电机正常运行情况下, 当励磁电流和负载的功率因数一定时, 表示发电机端电压和负载电流之间关系的曲线称为外特性, 即 $I_f = \text{常数}$, $\cos\varphi = \text{常数}$ 时, $U = f(I)$ 关系曲线为外特性曲线。图 18-12 表示了励磁电流 I_f 不变, 不同功率因数时的外特性。当负载为纯电阻时, 虽然电枢反应呈交磁作用, 由于定子电枢绕组的漏阻抗电压降, 端电压将随着电枢电流的增大而降低, 外特性是下降的, 如图 18-12 中曲线 1 所示; 当负载为感性时, 电枢反应呈去磁作用, 空气隙合成磁动势将随电枢电流的增加而减小, 因此外特性将更为下降, 如图 18-12 中曲线 2 所示; 在负载为容性时, 电枢反应呈增磁作用, 空气隙合成磁动势将随电枢电流的增加而增大, 故此刻的外特性甚至可能是上升的, 如图 18-12 中曲线 3 所示。外特性可以直接用负载试验法测得, 也可以间接地用作图法求出。

二、电压变化率

当发电机的端电压为额定值, 并输出额定负载 ($I = I_N$, $\cos\varphi = \cos\varphi_N$) 时的工作状态, 称为同步发电机的额定工作状态。如果额定工作时的同步发电机, 保持其转速及励磁电流不变, 而卸去负载 (空载), 则端电压将发生变化。由于同步发电机的额定功率总是滞后的, 所以卸去负载后, 呈去磁作用的电枢反应将随电枢电流同时消失, 端电压的变化是升高, 如图 18-13 所示。这种端电压升高的数值用额定端电压的百分数来表示就称为同步发电机的电压变化率, 或称为电压调整率, 常用 $\Delta U\%$ 表示, 即

$$\Delta U\% = \frac{E_0 - U_N}{U_N} \times 100\% \quad (18-11)$$

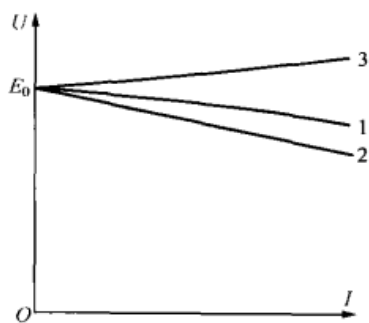


图 18-12 同步发电机的外特性

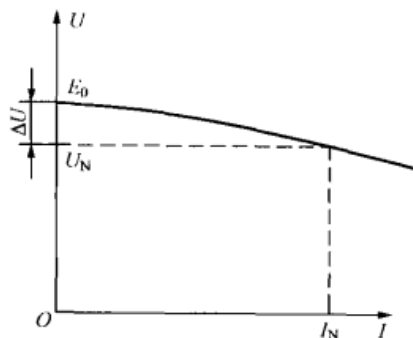


图 18-13 同步发电机的电压变化率

显然,为了使同步发电机的端电压不随负载电流的变化而剧烈波动,它的电压变化率应尽可能地小。实际上由于同步电抗的数值相对甚大,负载电流变化产生的同步电抗电压降必然要引起端电压明显的变化。为了保证电网电压的质量,现代同步发电机都装备有快速自动电压调节器,它能根据端电压的变化,自动改变励磁电流使发电机端电压保持基本不变。但这不等于对电压变化率 ΔU 可以不加限制了。为防止同步发电机被突然卸去负载,如因短路故障使同步发电机电枢出线端的开关被断开时,端电压将急剧上升,以致击穿绝缘。凸极式同步发电机的 $\Delta U\%$ 一般在 $18\% \sim 30\%$ 之间,汽轮发电机则由于电枢反应较大, $\Delta U\%$ 也就较大,通常在 $30\% \sim 48\%$ 的范围内。

三、调整特性

同步发电机正常运行情况下,当端电压和负载的功率因数一定时,表示负载电流和励磁电流之间关系的曲线称为调整特性,即 $U = \text{常数}$, $\cos\varphi = \text{常数}$ 时, $I_f = f(I)$ 的关系。

图 18-14 表示了端电压为额定值,不同负载功率因数时的调整特性,调整特性的变化趋势与外特性恰好相反。例如,当感性负载电流增大时,为补偿电枢反应的去磁作用及电枢漏阻抗电压降,以维持端电压不变,必须相应地增加励磁电流,如图 18-14 中曲线 2 所示。

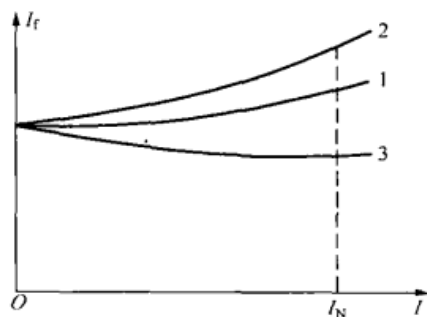


图 18-14 同步发电机的调整特性

本章小结

本章介绍了同步发电机的运行特性,其中包括:同步发电机的空载特性、短路特性、零功率负载特性、外特性及调整特性。研究同步发电机的运行特性的目的是为了测定同步电机的参数。

表征同步发电机稳态运行性能的主要参数有:隐极机的同步电抗、凸极机的直轴同步电抗和交轴同步电抗、保梯电抗和漏抗。通过空载试验和短路试验可以求得同步电抗的不饱和值,通过空载试验和零功率负载试验可以得到同步电机的饱和值。

短路比是用来衡量发电机静态稳定度的一个重要数据,额定励磁电流和电压变化率也是同步电机运行的重要参数。

思考题

18-1 为什么从空载特性和短路特性不能测定凸极同步电机的交轴同步电抗？为什么从空载特性和短路特性不能准确地测定同步电抗的饱和值？为什么感应负载特性和空载特性有相同的形状？

18-2 同步发电机的短路特性为什么为一直线？设 x_d 的标么值为 1，当短路电流有额定值时， $I_k x_d$ 已等于额定电压，但此时短路特性仍不饱和，为什么？

18-3 为什么说短路比是同步发电机的重要参数之一？短路比与同步电抗的关系怎样？汽轮发电机的短路比可以比水轮发电机的短路比小，为什么？

18-4 如何通过实验来求取同步电抗的饱和值与不饱和值？

18-5 比较一台凸极同步发电机下列参数的大小：电抗 x_d 、 x_q 、 x_s 、 x_{ad} 、 x_{aq} 、 x_p 、 x_o ，凸极同步发电机稳态短路电流的大小主要取决于其中哪个参数？

18-6 为什么同步电机的空气隙要比容量相当的异步电机的空气隙大？如把同步电机的空气隙做得和异步电机的空气隙一样小，有什么不好？如把异步电机的空气隙做得和同步电机的空气隙一样大，又有什么不好？

习题

18-1 有一台三相同步发电机， $P_N = 2500\text{kW}$ ， $U_N = 10.5\text{kV}$ ，Y 接法， $\cos\varphi_N = 0.8$ （滞后），作单机运行。已知同步电抗 $x_s = 7.52\Omega$ ，电枢电阻不计。每相的励磁电动势 $E_0 = 7520\text{V}$ ，求下列几种负载下的电枢电流，并说明电枢反应的性质。

- (1) 相值为 7.52Ω 的三相平衡纯电阻负载；
- (2) 相值为 7.52Ω 的三相平衡纯电感负载；
- (3) 相值为 15.04Ω 的三相平衡纯电容负载。
- (4) 相值为 $(7.52 - j7.52)\Omega$ 的三相平衡电阻电容负载。

18-2 一台隐极同步发电机的同步电抗为 $x_s^* = 1.8$ ，额定功率因数角 $\varphi_N = 30^\circ$ （滞后），当励磁电流 $I_f^* = 1$ 时，其空载电动势为 $E_0^* = 1$ ，不计电枢电抗与漏电抗，设磁路线性。

(1) 求额定运行时的 δ 角；

(2) 如果将电机气隙加大一倍，则同步电抗标么值为多大？产生空载额定电压和三相稳态短路额定电流所需的励磁电流标么值各为多大？

18-3 一台凸极同步发电机额定容量 $S_N = 62\,500\text{kVA}$ ，定子绕组星形连接，额定频率为 50Hz ，额定功率因数为 $\cos\varphi_N = 0.87$ （滞后），直轴同步电抗 $x_d^* = 0.8$ ，交轴同步电抗 $x_q^* = 0.6$ ，不计电枢电阻。试求额定负载下发电机的电压调整率。

18-4 一台汽轮发电机，额定功率 $P_N = 12\,000\text{kW}$ ，额定电压 $U_N = 6300\text{V}$ ，星形连接，额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.87$ （滞后）。空载试验数据及短路试验数据分别见表 18-2 和表 18-3。

表 18-2

空载试验数据

线电压 (V)	0	4500	5500	6000	6300	6500	7000	7500	8000
励磁电流 (A)	0	60	80	92	102	111	130	190	286

表 18-3 短路试验数据

电枢电流 (A)	0	I_N
励磁电流 (A)	0	158

不计电枢电阻, 求:

- (1) 同步电抗 x_s 的不饱和值;
- (2) 额定负载运行时的励磁电流;
- (3) 电压调整率 ΔU 。

18-5 有一台三相凸极同步发电机, 已知额定功率因数 $\cos\varphi_N=0.87$ (滞后), $x_q^*=0.6$, $x_d^*=0.2$, 忽略定子电阻, 试验测得的空载数据和短路数据分别见表 18-4 和表 18-5。

表 18-4

空载试验数据

E_0 (kV)	0.275	0.55	0.93	0.97	1.0	1.10	1.15	1.20	1.26
I_f (A)	0.25	0.5	0.9	0.95	1.0	1.2	1.32	1.50	2.0

求:

- (1) 直轴同步电抗 x_d (不饱和值);
- (2) 短路比 k_k ;
- (3) 若直轴电枢反应磁动势用转子励磁电流表示为 $I_{fad}^*=0.8$, 求额定励磁电流 I_N ;

- (4) 电压调整率 ΔU 。

表 18-5 短路试验数据

I_k (A)	0	1
I_f (A)	0	0.9

18-6 有一台三相水轮发电机, 电枢绕组 Y 接法, 额定容量 $S_N=7500\text{kVA}$, 额定电压 $U_N=6300\text{V}$, 额定功率因数 $\cos\varphi_N=0.87$ (滞后), 频率 $f=50\text{Hz}$ 。试验测得数据见表 18-6~表 18-8。

表 18-6

空载试验数据

I_f (A)	103	200	272	360	646
E_0 (V)	3460	6300	7250	7870	8370

表 18-7

短路试验数据

I_f (A)	50	100	150	200	250
I_k (A)	180	360	540	720	900

表 18-8

 $I_a=I_N$ 时的零功率因数特性试验数据

I_f (A)	183	330	380	433	475
U (V)	0	4720	5660	6330	6600

试求:

- (1) 通过空载特性和短路特性求出 x_d 不饱和值;
- (2) 通过空载特性和零功率因数特性求出漏抗 x_σ 。

第十九章 同步发电机的并联运行

单台同步发电机运行的缺点比较明显：既不能保证供电质量和可靠性，又无法实现供电的灵活性和经济性。这些缺点完全可以通过多机并联运行或多个电厂相连形成一个强大的电力网来改善。大电网供电与单机供电相比有许多优点：①提高了供电的可靠性，如一台电机发生故障或定期检修不会引起停电事故。②提高了供电的经济性和灵活性，例如水电厂与火电厂并联时，在枯水期和丰水期，两种电厂可以调配发电，使得水资源得到合理使用。在用电高峰期和低谷期，可以灵活地决定投入电网的发电机数量，提高发电效率和供电灵活性。③提高了供电质量，电网的容量增大，单台发电机的投入与停机、个别负载的变化，对电网的影响甚微，衡量供电质量的重要指标——电压和频率可视为恒定不变的常数。

电网对单台发电机来说可视为无穷大电网。同步发电机并联到电网后，它的运行情况要受到电网的制约，也就是说它的电压、频率要和电网一致而不能单独变化。可见发电机并联运行与单机运行时的分析方法有所不同。

同步发电机并联运行，是同步发电机最基本的运行方式，研究和掌握它的运行性能具有重要意义。本章将主要介绍同步发电机与电网并联运行的条件和方法以及并网运行时电机向电网输送功率的调节方法。

第一节 并联运行的条件和方法

一、投入并联的条件

把同步发电机并联至电网的过程称为整步，也称为并联或并车。为了避免发电机投入电网时，在电网与发电机所组成的回路内产生冲击电流和由此使转轴受到冲击扭矩，理想情况下必须保证发电机相电动势与电网相电压在任何时刻都相等。此条件对发电机和电网来说包含以下内容：①相序相同；②频率相等；③电压的大小相同；④电压的相位相同。不满足任一条，都会造成瞬时值不等而出现环流。其中相序相同必须严格遵守，其他条件都是相对的，因为通常电机可以承受一定的冲击。

同步发电机和汇流排并联的准备工作是检查并联的条件和确定合闸时刻，通常用电压表测量电网电压 U_1 ，并调节发电机的励磁使得发电机的输出电压 $U = U_1$ ，再借助同步指示器检查并调整频率和相位以确定合闸时刻。

二、投入并联的方法

同步发电机与电网并联的方法有两种：准同步和自同步。

（一）准确同步法

把发电机调整到完全符合并联条件再进行并联合闸操作，称为准（确）同步法。判断这些条件是否满足可用同步指示器。同步指示器通常采用以下两种连接方法。

1. 灯光明暗法 (或称直接法)

如图 19-1 (a) 所示, 将三只灯泡直接跨接于电网与发电机的对应相之间, 灯泡两端的电压即为发电机端电压 \dot{U} 与电网电压 \dot{U}_1 的差值 $\Delta \dot{U} = \dot{U}_1 - \dot{U}$ 。在图 19-2 中, 用相量 A_1 、 B_1 、 C_1 表示电网的电压相量, A 、 B 、 C 代表发电机的电压相量。如果发电机和电网的电压相等, 相序一致, 而频率略有差异, 则两组相量之间将存在一定的角速度差 $\Delta\omega = \omega_1 - \omega$ (ω_1 为电网角频率, 固定不变; ω 为发电机角频率, 可以通过调节发电机转速进行调节), 其相位差在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 之间变化, 对应相之间电压差值的有效值在 $0 \sim 2U_1$ 之间变化, 三只灯泡的灯光呈现出明暗交替变化。调整发电机的转速使得 ω 十分接近 ω_1 , 待两组相量完全重合时, 说明两组相量的相位相同了, $\Delta\omega = 0$, 灯泡熄灭, 此刻是合闸并联的最佳时刻。

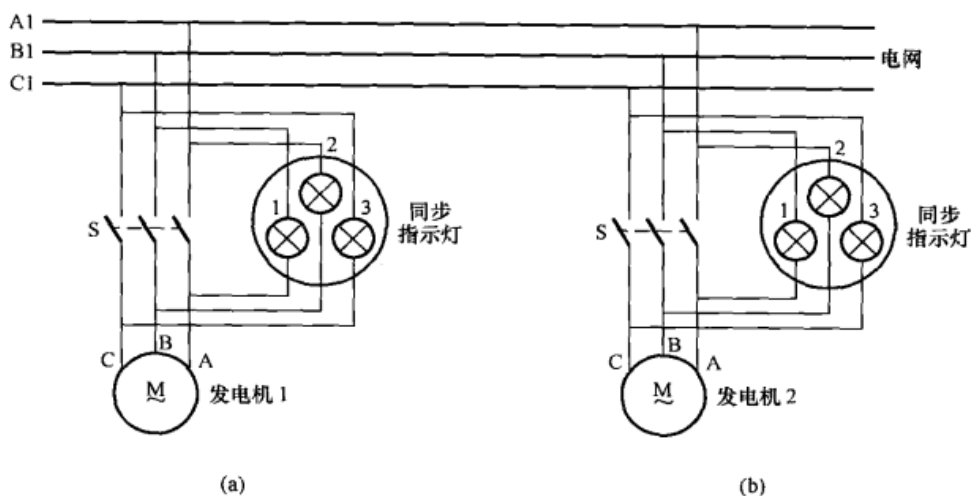


图 19-1 三相同步发电机整步

(a) 灯光明暗法; (b) 灯光旋转法

综上所述, 明暗法并联方法为: ①通过调节发电机励磁电流的大小使得 $U = U_1$; ②电压调整好后, 如果相序一致, 灯光应表现为明暗交替, 如果灯光不是明暗交替, 则说明相序不一致, 这时应调整发电机的出线相序或电网的引线相序, 严格保证相序一致; ③通过调节发电机的转速改变发电机电压 \dot{U} 的频率, 直到灯光明暗交替十分缓慢时, 说明 \dot{U} 和 \dot{U}_1 的频率已十分接近, 这时等待灯光完全变暗的瞬间到来时, 即可合闸并联。

2. 灯光旋转法

参见图 19-1 (b) 和图 19-3, 灯 1 跨接于 AB_1 , 灯 2 跨接于 BA_1 , 灯 3 跨接于 CC_1 。如果两组相量大小相等、相序一致、频率接近, 则加于三只指示灯的电压 $\Delta \dot{U}_1$ 、 $\Delta \dot{U}_2$ 、 $\Delta \dot{U}_3$ 的大小将交替变化。假设 ω 快于 ω_1 , 并认为 $A_1B_1C_1$ 不动, ABC 以角速度 $\omega - \omega_1$ 旋转, 当 C 和 C_1 重合时, 3 熄灭, 1 和 2 亮度一样; 当 C 和 B_1 重合时 (也即 B 将和 A_1 重合), 2 熄灭, 3、1 同亮; 当 C 和 A_1 重合时 (也即 A 将和 B_1 重合), 1 熄灭, 2、3 同亮。可见灯光发亮的顺序为 $12 \rightarrow 31 \rightarrow 23 \rightarrow 12 \dots$, 在圆形的指示器上, 相当于灯光顺时针旋转。同理, 如果 ω_1 快于 ω , 则灯光逆时针旋转。调整发电机转速, 直到灯光旋转十分缓慢, 等待灯 3 完全熄灭时, 合闸并联。

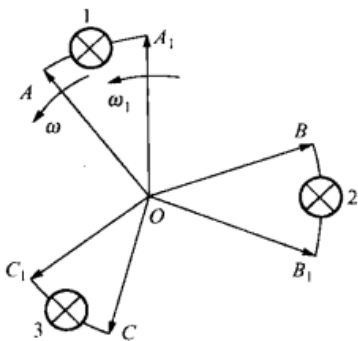


图 19-2 灯光明暗法电压相量图

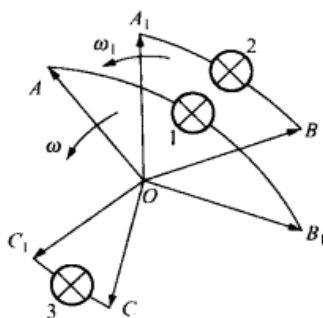


图 19-3 灯光旋转法电压相量图

综上所述，灯光旋转法并联方法为：①通过调节发电机励磁电流的大小使得 $U=U_1$ ；②电压调整好后，如果相序一致，则灯光旋转，否则说明相序不一致，这时应调整发电机的出线相序或电网的引线相序，严格保证相序一致；③通过调节发电机的转速改变 \dot{U} 的频率，直到灯光旋转十分缓慢时，说明 \dot{U} 和 \dot{U}_1 的频率已十分接近，这时等待灯 3 完全熄灭的瞬间到来，即可合闸并联。

灯光法要求对并网的每一个条件都要严格检查，操作正确时在并网过程中基本上不会产生冲击电流，所以又称为理想整步法。由于它需对并联条件逐一检查和调整，所以费时较长。

(二) 自同步法

自同步法比较简单，具体过程如下：在相序一致的情况下将励磁绕组通过适当的电阻短接，再用原动机把发电机拖动到接近同步速（差值在 2%~5% 内），在没有接通励磁电流的情况下将发电机接入电网，再接通励磁电流并调节励磁强弱，依靠定子磁场和转子磁场之间的电磁转矩将转子拉入同步转速，并联过程结束。

需要注意的是，励磁绕组必须通过一限流电阻短接，因为直接开路，将在其中感应出危险的高压；直接短路，将在定、转子绕组中产生很大的冲击电流。

自同步法的优点是：操作简单，方便快捷；缺点是：合闸时有冲击电流。

第二节 同步电机的功率方程和转矩方程

同步发电机的功率流程图如图 19-4 所示。自原动机输入到发电机的机械功率为 P_1 ， P_1 中扣除机械损耗 p_{mec} 、铁心损耗 p_{Fe} 和附加损耗 p_{ad} 以后，便得到电磁功率 P_{em} 。电磁功率是通过气隙合成磁场由转子侧传到定子侧的功率。若发电机带有同轴的励磁机，则 P_1 中还应减去励磁机的输入功率才是 P_{em} ，若由另外的直流电源供给励磁，则励磁损耗与 P_1 无关。

关系式为

$$P_1 \longrightarrow P_{em} \longrightarrow P_2$$



图 19-4 同步发电机的功率流程图

$$P_{em} = P_1 - (p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad}) = P_1 - p_0$$

$$(19-1)$$

$$p_0 = p_{mec} + p_{Fe} + p_{ad} \quad (19-2)$$

机械损耗常和铁心损耗及附加损耗合并考虑为空载损耗 p_0 。电磁功率 P_{em} 再减去定子铜损耗

p_{Cu1} , 以得到输出的电功率 P_2 , 表达式为

$$P_2 = P_{\text{em}} - p_{\text{Cu1}} \quad (19-3)$$

电磁功率也可表示为

$$P_{\text{em}} = mEI \cos \psi = mUI \cos \varphi + mI^2 R_a \quad (19-4)$$

与 P_1 、 p_{mec} 、 p_{Fe} 、 p_{ad} 及 P_{em} 对应的转矩依次为 T_1 、 T_{mec} 、 T_{Fe} 、 T_{ad} 及电磁转矩 T_{em} , 转矩与功率的关系为 $P = T\Omega$, 这里 Ω 为电机转子的机械角速度, $\Omega = 2\pi \frac{n}{60}$ (rad/s), n 为电机转子转速, 单位为 r/min, 所以由式 (19-1)、式 (19-2) 各项除以 Ω 可得转矩平衡方程式, 即

$$T_{\text{em}} = T_1 - (T_{\text{mec}} + T_{\text{Fe}} + T_{\text{ad}}) = T_1 - T_0 \quad (19-5)$$

$$T_0 = T_{\text{mec}} + T_{\text{Fe}} + T_{\text{ad}} \quad (19-6)$$

式中: T_0 为空载转矩。

第三节 同步发电机的稳态功角特性

同步发电机并入电网稳态运行时, 发电机的电磁功率常用空载电动势 E_0 、端电压 U 、 \dot{E}_0 与 \dot{U} 之间的相角差 δ 及同步电抗等量来表示。当 E_0 和 U 保持不变时, $P_{\text{em}} = f(\delta)$ 称为同步电机的稳态功角特性。

一、凸极同步发电机

图 19-5 (a) 所示为凸极同步发电机的时、空矢量图。图 19-5 (a) 中 \dot{E}_0 与 \dot{U} 的夹角 δ 称为功率角, \dot{E}_0 与 \dot{E}_s 的夹角 δ_i 称为内功角, δ_i 也是空间矢量 F_f 与 B_s 的夹角。 F_f 由于漏抗远小于同步电抗, 所以可近似认为 $\delta \approx \delta_i$ 。因此, δ 可表示 \dot{E}_0 与 \dot{U} 的时间相位差, 又可表示为 F_f 与 B_s 的空间相位差。若将气隙合成磁场等效为磁极, 则 F_f 与 B_s 的关系可用图 19-5 (b) 表示, $\delta_i \neq 0$ 时, 气隙磁力线发生扭斜, 于是转子上受到一个制动的电磁转矩, 它与原动机施加的驱动转矩相平衡, 使机械功率转化为电功率。所以 δ_i 的大小实际上反映

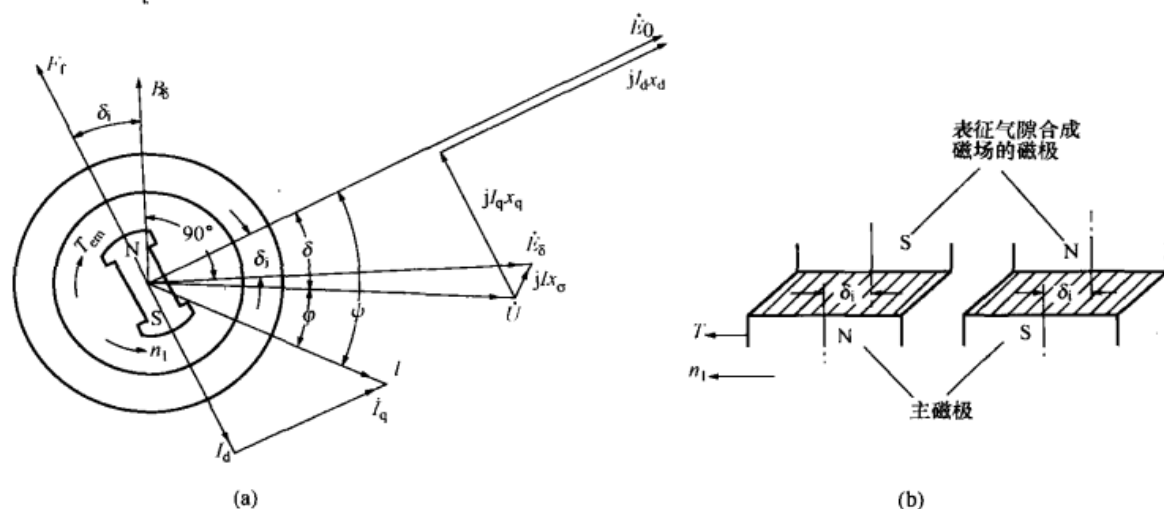


图 19-5 同步电机的功角和电磁转矩

了气隙磁力线扭斜程度, 因此电磁功率及电磁转矩的大小与 δ_i 的大小有关, 所以将 $\delta \approx \delta_i$ 称为同步电机的功率角。

由于电枢绕组电阻远小于同步电抗, 可忽略不计, 于是电磁功率就近似等于输出功率, 即

$$\begin{aligned} P_{em} &\approx P_2 = mUI \cos \varphi = mUI \cos(\psi - \delta) \\ &= mUI \cos \psi \cos \delta + mUI \sin \psi \sin \delta \\ &= mUI_q \cos \delta + mUI_d \sin \delta \end{aligned} \quad (19-7)$$

从图 19-6 (a) 所示凸极电机的电动势相量图可知

$$\left. \begin{aligned} I_q x_q &= U \sin \delta \\ I_d x_d &= E_0 - U \cos \delta \end{aligned} \right\} \quad (19-8)$$

或

$$\left. \begin{aligned} I_q &= \frac{U \sin \delta}{x_q} \\ I_d &= \frac{E_0 - U \cos \delta}{x_d} \end{aligned} \right\} \quad (19-9)$$

把式 (19-9) 代入式 (19-7) 并加以简化, 使得

$$\begin{aligned} P_{em} &= mU \frac{U \sin \delta}{x_q} \cos \delta + mU \frac{E_0 - U \cos \delta}{x_d} \sin \delta \\ &= m \frac{E_0 U}{x_d} \sin \delta + m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\delta \\ &= P'_{em} + P''_{em} \end{aligned} \quad (19-10)$$

因此, 对于凸极机来说, 电磁功率包含两部分, 第一项 $P'_{em} = m \frac{E_0 U}{x_d} \sin \delta$ 称为基本电磁功率, 是由于定子电流和转子磁场之间的相互作用而形成的; 第二项 $P''_{em} = m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\delta$ 称为附加电磁功率, 它主要是由交、直轴的磁阻不相等而引起的, 所以也称为磁阻功率。附加电磁功率与 E_0 的大小无关, 只与电网电压 U 有关, 即使 $E_0 = 0$, 转子没有加励磁, 只要 $U \neq 0$, $\delta \neq 0$, 而沿交轴、直轴的磁阻不相同 (即 $x_d \neq x_q$), 就会产生附加电磁功率。

令 $\frac{dP_{em}}{d\delta} = 0$ 可以求出对应于最大电磁功率 P_{Mmax} 的功角 δ_m , 一般来说凸极电机的 δ_m 在 $45^\circ \sim 90^\circ$ 之间。图 19-6 (b) 给出了凸极电机的功角特性曲线。

二、隐极同步发电机

对于隐极电机来说, 由相量图 [见图 19-7 (a)] 也可以方便地推出其功角特性。

为了方便表达, 在式 (19-10) 中, 令 $x_d = x_q = x_s$ 得:

$$P_{em} = m \frac{E_0 U}{x_s} \sin \delta \quad (19-11)$$

其最大点位于 $\delta = 90^\circ$ 处。图 19-7 (b) 给出了隐极电机的功角特性曲线。

比较凸极电机和隐极电机的功角特性可知, 凸极电机有一个附加电磁功率 P''_{em} , 这是由于直轴与交轴磁阻不相等而引起的, 因此又称为磁阻功率, 这一功率的大小正比于

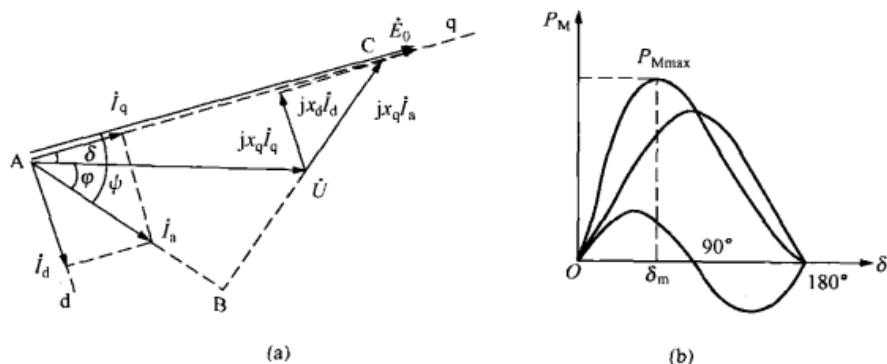


图 19-6 凸极同步发电机的电动势相量图和功角特性

(a) 电动势相量图; (b) 功角特性

$\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)$ 。在隐极电机中, 由于 $x_d = x_q = x_s$, 所以其附加电磁功率为零。

最大功率与额定功率的比值定义为同步发电机的过载能力, 即

$$k_M = \frac{P_{M\max}}{P_N} \quad (19-12)$$

对隐极电机来说

$$k_M = \frac{P_{M\max}}{P_N} = \frac{1}{\sin\delta_N} \quad (19-13)$$

由于同步发电机总是运行在同步转速下, 具有不变的角速度 Ω_1 , 所以电磁转矩 T_{em} 为

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = \frac{mE_0U}{\Omega_1 x_d} \sin\delta + \frac{mU^2}{2\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right) \sin 2\delta \quad (19-14)$$

式中: $\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60}$ 。

对于隐极电机, 式 (19-14) 中后面一项为零。

第四节 有功功率调节和静态稳定、动态稳定的概念

同步发电机与大电网并联运行时, 其电压和频率受到电网的制约, 可以认为是不变的常量。本节分析以隐极电机为例, 并忽略电枢电阻及磁路饱和的影响。

一、有功功率的调节

当发电机用准同步法并入电网后, 该发电机尚处于空载状态 ($E_0 = U$, $I = 0$), 这时原动机输入的机械功率 P_1 与电机的空载损耗 $p_0 = p_m + p_{Fe} + p_{ad}$ 相平衡, 没有多余部分可以转化为电磁功率, 因此 $\delta = 0$, $P_{em} = 0$ 。加大励磁, $E_0 > U$, 可以有电流输出, 但它是无功电流, 仍然有 $\delta = 0$, $P_{em} = 0$, 如图 19-8 (a) 所示。

从功率平衡的观点来看, 要发电机输出有功功率, 必须增大原动机输入的机械功率 P_1

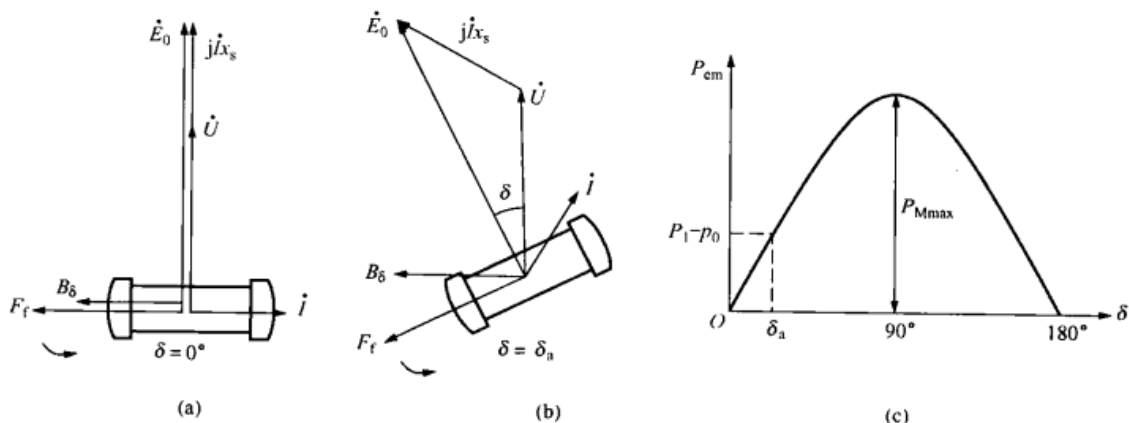


图 19-8 与大电网并联时同步发电机有功功率的调节

及相应的输入转矩 T_1 。当 T_1 增大后, 由于 $T_1 > T_0$, 就出现剩余转矩 $(T_1 - T_0)$ 使转子瞬时加速, 转子 d 轴和励磁磁动势 F_f 开始超前气隙磁场 B_δ , 相应地使 \dot{E}_0 超前于 \dot{U} 一个 δ 角, 发电机输出有功功率 $P_2 \approx P_{em}$, 同时转子上将受到一个制动的电磁转矩 T_{em} 。当 δ 增加到某一数值使 T_{em} 与 $(T_1 - T_0)$ 正好相等, 发电机转子就不再加速, 而在此 δ 处稳定运行, 如图 19-8 (b)、(c) 所示。达到稳定时有

$$P_{em} = P_1 - p_0 = \frac{mE_0U}{x_s} \sin\delta \quad (19-15)$$

由此可见, 要增加发电机输出的有功功率, 必须增加原动机的输入功率, 使 δ 角增大, 从而改变 P_{em} , 以达到新的平衡关系。但在一定励磁下, $\delta = 90^\circ$ 时, P_{em} 达到最大值 P_{Mmax} , 若再增加 P_1 , P_{em} 不可能继续增加以建立新的平衡, 电机转速将连续上升而失步, 故把

$P_{Mmax} = \frac{mE_0U}{x_s}$ 称为极限功率。

二、静态稳定的概念

并联在电网上运行的同步发电机, 在电网或原动机发生微小扰动时, 运行状态将发生变化, 当扰动消失后, 发电机能回复到原先的状态下稳定运行, 就称为发电机是静态稳定的; 反之, 就是静态不稳定。

同步发电机的原动机, 不论是汽轮机还是水轮机, 由于它们的蒸汽参数或水源参数经常由于某种原因发生瞬息即逝的变化, 导致发电机输入功率受到一些微小的扰动, 发生瞬时的增大或减小。如图 19-9 所示, 假设发电机运行在 a 点, 这时输入功率为 P_1 , 电磁功率为 P_{M_a} , $P_1 = P_{M_a} + P_0$, 所以电机稳定地运行在位移角为 δ_a 的 a 点处。如果发电机受到一个使 P_1 增大的微小瞬时扰动, 发电机转子便将加速, 使转子得到一个位移角增量 $\Delta\delta$, 转子磁场与空气隙合成磁场的相对位置由 δ_a 变成 δ_b ($\delta_b = \delta_a + \Delta\delta$)。由图 19-9 可见, 发电机的电磁功率也增大了 ΔP_M , 变为 P_{M_b} ($P_{M_b} = P_{M_a} + \Delta P_M$)。当扰动消失, 由于发电机的输入功率仍保持原来的数值, 功率平衡就破坏了, 即 $P_1 < P_{M_b} + P_0$, 转子将减速, 位移角将自 δ_b 开始减小, 直到位移角为 δ_a 时, 功率又趋于平衡, 发电机仍能稳定地运行在原来的平衡状态。同理, 若瞬时的小扰动使 P_1 减小, 则转子将减速, 位移角将由 δ_a 变为 δ_c , 使电磁功率减小一个 ΔP_M , 成为 P_{M_c} , 当扰动消失后, 由于功率关系变为 $P_1 > P_{M_c} + P_0$, 转子将加速, 位移角增大, 待到位移角回复到 δ_a 时, 功率又趋平衡, 发电机仍稳定运行在原来的平衡状态。由

此可见, 运行点 a , 有自动抗干扰的能力, 能保持静态稳定。

通过同样的分析可以知道, 如果发电机原来工作在图 19-9 的 d 点, 当发电机受到一个瞬时小干扰后, 它的工作点不能再回复到 d 点。不是功角不断地增大, 转子不断加速而失步; 就是功角不断减小, 最后达到工作点 a 。因此我们说 d 点是静态不稳定的。

综上所述, 可以得出下列结论: 凡处于功角特性曲线上上升部分的工作点, 都是静态稳定的; 处于下降部分的工作点都是静态不稳定的。或者功角特性上功角和电磁功率同时增大, 或同时减小的那一部分是静态稳定的。静态稳定的条件用数学式表示为

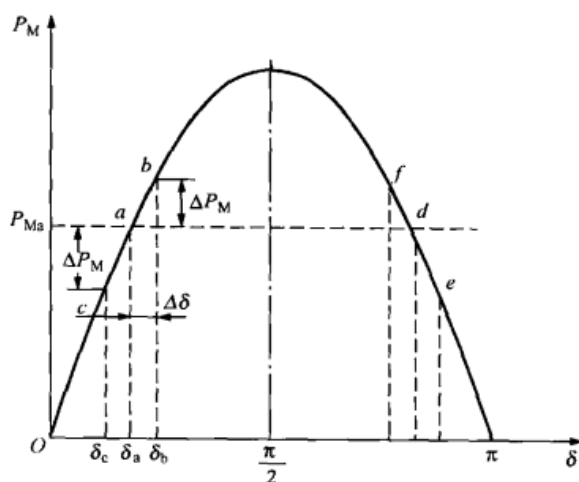


图 19-9 静态稳定的概念

$$\frac{\Delta P_{em}}{\Delta \delta} > 0 \quad (19-16)$$

或用微分形式表示为

$$\frac{dP_{em}}{d\delta} > 0 \quad (19-17)$$

称 $dP_{em}/d\delta$ 为比整步功率, 用符号 P_{ss} 表示。对于隐极式同步电机的比整步功率可对式 (19-11) 求导数来得到, 即

$$P_{ss} = \frac{dP_{em}}{d\delta} = \frac{mE_0U}{x_s} \cos\delta \quad (19-18)$$

P_{ss} 可表示发电机运行的稳定度。当功角发生一个变化 $\Delta\delta$ 时, 如果所引起的电磁功率的变化 ΔP_M 愈大, 也即 P_{ss} 的数值愈大, 则发电机的运行也就愈为稳定。当 $\delta=0$ 时, P_{ss} 最大, 故同步发电机在空载时最为稳定。当 $\delta=\pi/2$ 时, $P_{ss}=0$, 这时同步发电机保持稳定的能力已经不再存在, 发电机将由稳定状态进入不稳定状态。当 $\delta>\pi/2$ 时, P_{ss} 为负值, 发电机便失去了稳定。

如果并联在电网上的同步发电机失去静态稳定, 由于双方频率不同了, 将引起一个很大的电枢电流; 由于输入和输出功率失去平衡, 多余的功率可能引起转子超速, 将对发电机造成损坏, 因此必须采取适当措施来保证静态稳定。有关内容将在后续课中讨论。

三、动态稳定的概念

当接在电网上的同步发电机遇到突然加负载、切除负载等正常操作时, 或者发生突然短路、电压突变、发电机失去励磁电流等非正常运行时, 发电机能否继续保持同步运行的问题, 称为动态稳定问题。

例如, 一台隐极式同步发电机稳定运行在功角特性曲线 1 的 a 点, 位移角为 δ_a , 如图 19-10 所示。输入机械功率和电磁功率分别为 P_1 及 P_{M_a} 。为简单起见, 略去空载损耗, 则有 $P_1 = P_{M_a}$ 。当电网电压因事故明显跌落, 功角特性的幅值下降如图 19-10 中曲线 2 所示。发电机的转子由于机械惯性其转速不能突然改变, δ 角也不可能突变, 因此电压降低瞬间, 发电机的位移角仍是 δ_a 。于是工作点将移到曲线 2 上的 b 点, 电磁功率为 P_{M_b} 。显然, $P_1 > P_{M_b}$, 转子便开始加速, 位移角也开始增大, 发电机的运行点将沿曲线 2 向 δ 增大方向移动。

到 c 点, 虽然此瞬间 $P_1 = P_{Mc}$, 使转子加速度的转矩等于零了, 但这时转子的转速大于同步速, 由于转子动能的作用, δ 仍继续增大。运行点移到曲线 2 的 cd 段上, 这时 $P_1 < P_M$, 转子开始减速。达到 d 点, 转子转速又恢复到同步转速, δ 就不再增大。但是 $P_1 < P_{Md}$, 转子仍将继续减速使 δ 角自 δ_d 开始减小, 运行点将自 d 点向 c 点移动。由于这时的转速已低于同步转速, 仍不会稳定在 c 点, 而将继续自 c 点向 b 点移动。如此下去, 同理继续分析可知工作点将在 c 点附近经过一定次数的减幅振荡, 最后稳定在 c 点。上述过程中转子转速的变化情况如图 19-10 中曲线 I 所示, 图中速度曲线的纵坐标的原点为同步转速 ω_s 。

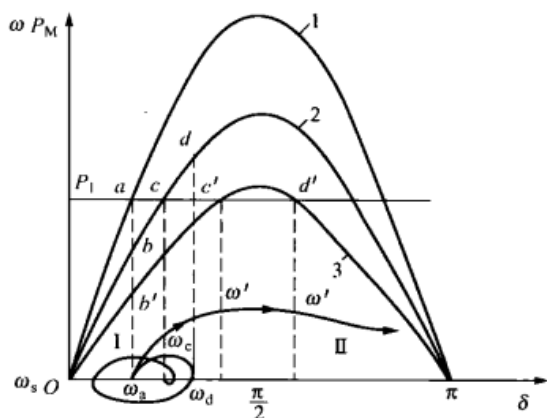


图 19-10 动态稳定概念

如果电网电压下降很大, 如图 19-10 中曲线 3 所示, 则按上述分析, 当位移角自 b' 点 ($\delta'_b = \delta_a$) 经过 c' 点 (δ'_c) 到达 d' 点 (δ'_d) 时, 转子转速还大于同步转速, δ 角将继续增大, 越过 d' 点后, 电磁功率变小, $P_1 > P_M$, 转子又将加速。工作点不可能再返回到 c' 点。继续加速将导致发电机失去同步。这个过程中转子转速变化如图 19-10 中曲线 II 所示。

综上所述, 前一种情况仍是稳定的, 后一种情况就失去了动态稳定。

以上介绍的只是动态稳定的基本概念, 实际情况更为复杂, 详细分析将在后续课中进行。

【例 19-1】 QFS-300-2 型汽轮发电机, $S_N = 353\text{MVA}$, $I_N = 11\,320\text{A}$, $U_N = 18\,000\text{V}$, 双星形接法, $\cos\varphi_N = 0.85$ (滞后), $x_s^* = 2.26$ (不饱和值), 电枢电阻可忽略不计。此发电机并联在无穷大汇流排运行, 当发电机运行在额定情况时, 试求:

- (1) 不饱和的空载电动势 E_0 ;
- (2) 功率角 δ_N ;
- (3) 电磁功率 P_{em} ;
- (4) 过载能力 k_M 。

解 (1) 求不饱和的 E_0 。作简化相量图如图 19-11 所示, 则

$$\sin\varphi_N = \sqrt{1 - 0.85^2} = 0.527$$

则用标幺值进行计算, 因为 $U^* = 1$, $I^* = 1$, 故

$$\begin{aligned} E_0^* &= \sqrt{(U \sin\varphi_N + I x_s^*)^2 + U^2 \cos^2\varphi_N} \\ &= \sqrt{(1 \times 0.527 + 1 \times 2.26)^2 + (1 \times 0.85)^2} \\ &= 2.92 \end{aligned}$$

$$E_0 = E_0^* \frac{U_N}{\sqrt{3}} = 2.92 \times \frac{18\,000}{\sqrt{3}} = 30\,345(\text{V}) \quad (\text{每相值})$$

(2) 求 δ_N

$$\psi_N = \arctan \frac{U^* \sin\varphi_N + I^* x_s^*}{U^* \cos\varphi_N}$$

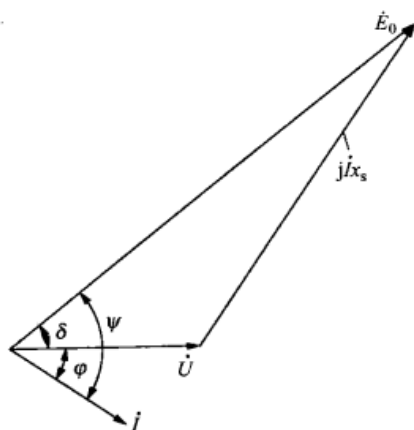


图 19-11 [例 19-1] 的简化相量图

$$= \arctan \frac{0.527 + 2.26}{0.85} = \arctan 3.3 = 73^\circ$$

所以

$$\delta_N = \phi_N - \varphi_N = 73^\circ - 31.8^\circ = 41.2^\circ$$

(3) 求 P_M

$$P_{em}^* = \frac{U^* E_0^*}{x_s^*} \sin \delta_N = \frac{1 \times 2.92}{2.26} \sin 41.2^\circ = 0.85$$

三相总的电磁功率

$$P_M = 0.85 \times 353 \times 10^6 = 300 \times 10^6 = 300(\text{MW})$$

(4) 求过载能力 k_M

$$k_M = \frac{1}{\sin \delta_N} = \frac{1}{\sin 41.2^\circ} = \frac{1}{0.66} = 1.52$$

【例 19-2】 一台三相、50Hz、Y 连接、11kV、8750kVA 凸极式水轮发电机。额定运行时的功率因数为 0.8 (滞后)，每相同步电抗 $x_d = 17\Omega$ ， $x_q = 9\Omega$ ，电阻可以略去不计。试求：

- (1) 同步电抗的标么值；
- (2) 该机在额定运行情况下的功率角 δ_N 及空载电动势 E_0 ；
- (3) 该机的最大电磁功率 P_{Mmax} 、过载能力及产生最大功率时的功率角 δ 。

解 (1) 额定电流

$$I_N = \frac{8750}{\sqrt{3} \times 11} = 460(\text{A})$$

每相额定电压

$$U_N = \frac{11\,000}{\sqrt{3}} = 6350(\text{V})$$

同步电抗的标么值

$$x_d^* = \frac{x_d}{Z_N} = x_d \frac{I_N}{U_N} = 17 \times \frac{460}{6350} = 1.232$$

$$x_q^* = \frac{x_q}{Z_N} = x_q \frac{I_N}{U_N} = 9 \times \frac{460}{6350} = 0.654$$

(2) 作出相量图如图 19-10 所示，以下的计算都用标么值。令端电压为参考轴，则

$$\dot{U}_N^* = 1.0 + j0$$

$$\dot{I}_N^* = 0.8 - j0.6$$

$$\dot{U}_N^* + j\dot{I}_N^* x_q^* = 1.0 + j(0 - j0.6) \times 0.654 = 1.392 + j0.523$$

$$\delta_N = \arctan \frac{0.523}{1.392} = \arctan 0.376 = 20.7^\circ$$

$$\varphi_N = \arccos 0.8 = 36.9^\circ$$

$$\phi = \delta_N + \varphi_N = 20.7^\circ + 36.9^\circ = 57.6^\circ$$

$$I_d^* = 1 \times \sin \phi = \sin 57.6^\circ = 0.845$$

$$I_q^* = 1 \times \cos \phi = \cos 57.6^\circ = 0.536$$

所以

$E_0^* = U_N^* \cos\delta_N + I_d^* x_d^* = \cos 20.7^\circ + 0.845 \times 1.232 = 0.937 + 1.041 = 1.978$
空载电动势每相实际值为

$$1.978 \times 6350 = 12560(\text{V})$$

(3) 将具体数据代入功角特性公式, 则

$$\begin{aligned} P_{em}^* &= \frac{E_0^* U^*}{x_d^*} \sin\delta + \frac{U^{2*} (x_d^* - x_q^*)}{2x_d^* x_q^*} \sin 2\delta \\ &= \frac{1.978}{1.232} \sin\delta + \frac{1^2 \times (1.232 - 0.654)}{2 \times 1.232 \times 0.654} \sin 2\delta \\ &= 1.605 \sin\delta + 0.359 \sin 2\delta \end{aligned}$$

令 $dP_{em}/d\delta=0$, 则有

$$dP_{em}/d\delta = 1.605 \cos\delta + 0.718 \cos 2\delta = 0$$

故

$$1.605 \cos\delta + 0.718(2\cos^2\delta - 1) = 0$$

$$1.436 \cos^2\delta + 1.605 \cos\delta - 0.718 = 0$$

$$\cos\delta = \frac{-1.605 \pm \sqrt{1.605^2 + 4 \times 1.436 \times 0.718}}{2 \times 1.436} = \frac{-1.605 \pm 2.59}{2.872}$$

由于 $\cos\delta$ 必须小于 1, 故分子第二项应取正号, 即得

$$\cos\delta = \frac{0.985}{2.872} = 0.342$$

$$\delta = 70^\circ$$

$$\sin\delta = 0.94; \sin 2\delta = 0.643$$

故

$$P_N^* = 1.605 \times 0.94 + 0.359 \times 0.643 = 1.509 + 0.231 = 1.74$$

三相总的最大功率

$$P_{Mmax} = 1.74 \times 8750 = 15225(\text{kW})$$

过载能力

$$k_M = \frac{P_{Mmax}}{P_N} = \frac{1.74}{0.8} = 2.18$$

第五节 无功功率的调节和 V 形曲线

电网的负载包含有功功率和无功功率, 因此, 同步发电机与电网并联后, 不但要向电网供给有功功率, 而且还要与电网进行无功功率的交换。

为了简单起见, 以隐极同步电机为对象, 并忽略电枢电阻来分析无功功率和功角的关系, 也就是无功功率的功角特性。

同步发电机输出的无功功率为

$$Q = mUI \sin\varphi \quad (19-19)$$

按一般习惯设发电机输出感性无功功率时 Q 取正值。

图 19-12 所示为不计电枢电阻时的隐极式电机的相量图。由图 19-12 可得

$$E_0 \cos\delta = U + Ix_s \sin\varphi$$

或

$$I \sin \varphi = \frac{E_0 \cos \delta - U}{x_s} \quad (19-20)$$

将式 (19-20) 代入式 (19-19) 得

$$Q = m \frac{E_0 U}{x_s} \cos \delta - m \frac{U^2}{x_s} \quad (19-21)$$

式 (19-21) 即为无功功率的功角特性。当励磁不变时, Q 与 δ 的关系为余弦函数, 如图 19-13 所示。

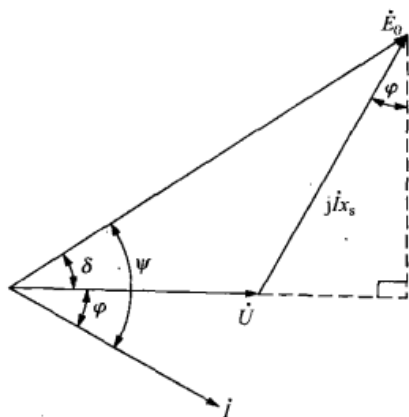


图 19-12 不计电阻时的隐极机的相量图

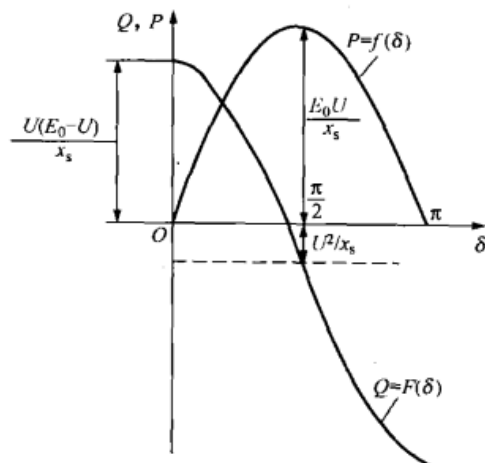


图 19-13 有功功率和无功功率的功角特性

以下讨论在一定有功功率输出下调节励磁电流时电枢电流及无功功率的变化情况。

从能量守恒的观点来看, 同步发电机与电网并联后, 如仅仅调节无功功率, 是不需要改变原动机的输入功率的。由前面的电枢反应分析一节可知, 只要调节同步发电机的励磁电流, 就能改变同步发电机发出的无功功率 (包括大小和性质)。

设一台同步发电机当其输出有功功率 P 保持不变时, 有

$$\left. \begin{aligned} P_2 &= mUI \cos \varphi = \text{const} \\ P_{em} &= \frac{mE_0 U}{x_s} \sin \delta = \text{const} \end{aligned} \right\} \quad (19-22)$$

当 U 和 x_s 均不变时, 由式 (19-22) 可得

$$\left. \begin{aligned} I \cos \varphi &= \text{const} \\ E_0 \sin \delta &= \text{const} \end{aligned} \right\} \quad (19-23)$$

如要保持发电机的有功功率不变, 则在调节同步发电机的励磁电流时, 电机必须保持式 (19-23) 所示的关系。图 19-14 (a) 所示为发电机输出某一有功功率时的相量图。如若调节励磁电流, 由式 (19-23) 可见, 要保持 $E_0 \sin \delta$ 为常数, \dot{E}_0 相量的端点必须落在 $\overline{mm'}$ 线上, 该线与横坐标的距离为 $E_0 \sin \delta$ 。若要保持 $I \cos \varphi$ 为常数, \dot{I} 相量的端点必须落在 $\overline{nn'}$ 线上, 该线与纵坐标的距离为 $I \cos \varphi$ 。图 19-14 (b) 示出了不同励磁时的情况。

第一种情况: 当励磁电动势为 \dot{E}_{01} 时, 相应的电枢电流为 \dot{I}_1 , 发电机只输出有功功率, 与电网没有无功功率的交换。

第二种情况: 当增大励磁后的电动势为 \dot{E}_{02} 时情况, 相应的电枢电流 \dot{I}_2 滞后于端电压。

发电机除输出有功功率外,还供给电网一个感性无功功率。此时发电机处于过励状态。如果继续增大励磁,电枢电流和滞后的 φ 角将同时增大,发电机将输出更多的感性无功功率。由于 δ 随励磁增大而减小,提高了发电机运行的稳定度。所以增加感性无功功率的输出,将受到励磁电流和电枢电流的限制。

第三种情况:当减小励磁后的电动势为 \dot{E}_{03} 时,相应的电枢电流 \dot{I}_3 较 \dot{U} 为超前。发电机除输出有功功率外,还供给电网一个电容性无功功率,此时发电机处于欠励状态。如果继续减小励磁,电枢电流和超前的 φ 角将同时增大,发电机将输出更多的容性无功功率。此时,由于功角随励磁减小而逐步增大。

第四种情况:当励磁减小到电动势为 \dot{E}_{04} 时,由于功角 $\delta=90^\circ$,此时发电机达到静态稳定的极限。若进一步减小 \dot{E}_0 ,则电机将失去稳定。所以增加容性无功功率的输出,不仅要受到电枢电流的限制,还要受到稳定的限制。

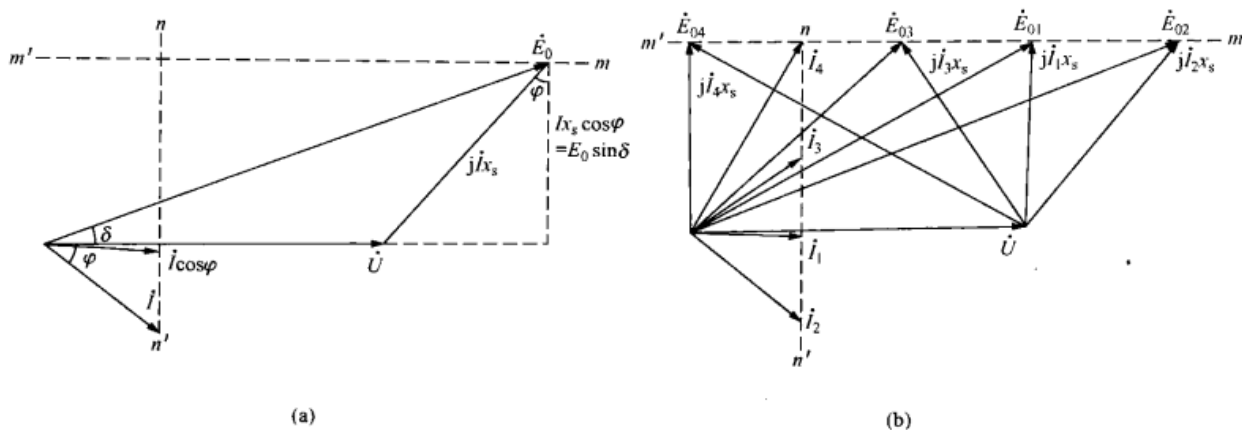


图 19-14 P_{em} 一定时调节励磁电流的相量图

综上所述,当发电机与无穷大电网并联时,调节励磁电流的大小,就可以改变发电机输出的无功功率。不仅能改变无功功率的大小,而且能改变无功功率的性质。过励时,电枢电流是滞后电流,发电机输出感性无功功率。欠励时,发电机输出容性无功功率,电枢电流是超前电流。

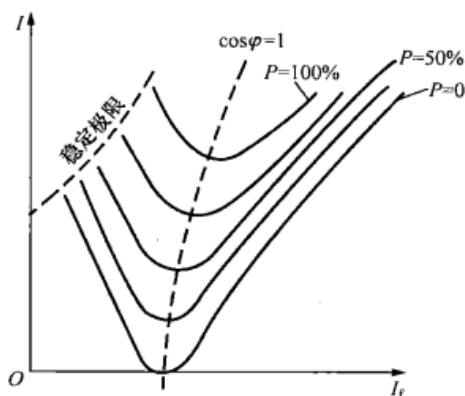


图 19-15 同步发电机的 V 形曲线

在有功功率保持不变时,电枢电流和励磁电流之间关系的曲线 $I = f(I_f)$ 的形状像字母“V”,故称之为 V 形曲线。当输出的有功功率值愈大时,曲线愈向上移。同步发电机的 V 形曲线如图 19-15 所示。当励磁电流调节至某一数值时,电枢电流为最小,该点即 V 形曲线上的最低点,此时同步发电机的功率因数为 1。V 形曲线族最低点的连线表示 $\cos\varphi=1$;该线的右边为过励状态,是功率因数滞后的区域,表示发出的无功系感性;该线的左侧为欠励状态,是功率因数超前的区域,表示发出的无功系容性。在欠励区中 $\delta=90^\circ$ 所画的虚线对应于静态稳定极限。

必须注意,对与电网并联运行的发电机,当改变原动机方面的功率输入时,发电机的功角 δ 将相应地跟着变化,起着调节有功功率的作用,但此时如使励磁保持不变,则由图 19-15 可见,输出的无功功率也会发生变化。如只要求改变有功功率,应在调节原动机方面的功率输入的同时,适当地改变同步发电机的励磁。反之,如不调节原动机方面的功率输入,而仅调节同步发电机的励磁,则只能改变它的无功功率,并不会引起有功功率的改变,虽然这时候空载电动势 E_0 和位移角 δ 都随着励磁的改变而发生了变化。

【例 19-3】 一台汽轮发电机在额定运行情况下的功率因数为 0.8 (滞后),同步电抗的标么值为 $x_s^* = 1.0$ 。该机并联在电压保持额定值的无穷大汇流排上。

(1) 试求当该机供给 90% 额定电流且有额定功率因数时,输出的有功功率和无功功率。这时的空载电动势 E_0 及功角 δ 为多少?

(2) 如调节原动机方面的功率输入,使该机输出的有功功率达到额定运行情况的 110%,励磁保持不变,这时的 δ 角为多少? 该机输出的无功功率将如何变化? 欲使输出的无功功率保持不变,试求空载电动势 E_0 及位移角 δ 的数值。

(3) 如保持原动机方面的功率输入不变,并调节该机的励磁,使它输出的感性无功功率为额定运行情况下的 110%,试求此时的空载电动势 E_0 和 δ 角的数值。

解 (1) 令 $U^* = 1 + j0$, 已知

$$|I^*| = 0.9, \cos\varphi = 0.8, \sin\theta = 0.6$$

故电枢电流的有功分量

$$I_a^* = 0.9 \times 0.8 = 0.72$$

电枢电流的无功分量

$$I_r^* = 0.9 \times 0.6 = 0.54$$

因此有

$$\dot{I}^* = 0.72 - j0.54$$

空载电动势

$$\dot{E}_0^* = U^* + jI^* x_s^* = 1 + j(0.72 - j0.54) = 1.54 + j0.72 = 1.70 \angle 25.1^\circ$$

故得空载电动势的标么值为 1.70, 位移角 $\delta = 25.1^\circ$ 。输出的有功功率和无功功率的标么值分别为 0.72 及 0.54。

(2) 已知 $P^* = 0.8 \times 1.1 = 0.88$

代入功角特性公式 $P^* = \frac{E_0^* U^*}{x_s^*} \sin\delta$ 中, 并已知 $E_0^* = 1.7$ (励磁保持不变), $U^* = 1$, $x_s^* = 1$, 可求出 δ 角, 即

$$\sin\delta = \frac{0.88 \times 1}{1.70 \times 1} = 0.518$$

$$\delta = 31.2^\circ$$

空载电动势的复数式为

$$\dot{E}_0^* = 1.70(\cos\delta + j\sin\delta) = 1.70(0.586 + j0.518) = 1.454 + j0.880$$

因为

$$jI^* x_s^* = \dot{E}_0^* - \dot{U}^* = 0.454 + j0.880$$

故有

$$\dot{I}^* = 0.88 - j0.454$$

可见此时电枢的感性无功电流由原来的 0.54 减小到 0.454, 即为原来的 84.1%, 故发电机输出的感性无功功率也按同样比例减小。

如欲保持输出的无功功率不变, 则有

$$I_a^* = 0.88; I_r^* = 0.54$$

$$\dot{I}_0^* = 0.88 - j0.54$$

空载电动势

$$\dot{E}_0^* = \dot{U}^* + j\dot{I}^* x_s^* = 1 + j(0.88 - j0.54) = 1.54 + j0.88 = 1.77 \angle 29.8^\circ$$

即应把空载电动势 E_0 增加到 1.77, 此时的 δ 角为 29.8° 。

(3) 已知由电机输出的有功功率保持不变, 故有

$$I_a^* = 0.72$$

无功功率增加到 110%, 则有 $Q = 0.6 \times 1.1 = 0.66$, 即

$$I_r^* = 0.66$$

空载电动势

$$\dot{E}_0^* = \dot{U}^* + j\dot{I}^* x_s^* = 1 + j(0.72 - j0.66) = 1.66 + j0.72 = 1.81 \angle 23.5^\circ$$

即应把空载电动势增加到 1.81, 此时的 δ 角反将减小, 变为 23.5° 。

本章小结

并网运行是同步发电机最主要的运行方式, 发电机并网时必须满足相序一致、电压相等、频率相等或十分接近的条件。

发电机一旦并联于无穷大电网运行时, 其电压和频率将成为固定不变的量, 这是并网运行与单机运行的区别所在。

功角 δ 被定义为 \dot{E}_0 和 \dot{U} 之间的时间相角差, 它在电机的气隙圆周空间上表现为合成磁场轴线与转子磁场轴线之间的夹角。 $P_{em} = f(\delta)$ 称为功角特性, 可以通过调节原动机的输入功率来达到调节发电机有功功率的目的, 当在 $0^\circ < \delta < \delta_m$ 之间调节时, 同步发电机能够稳定运行, 而当 $\delta > \delta_m$ 时, 同步发电机将失去同步。

通过调节励磁电流的大小可以达到调节发电机无功功率的目的。处于过励状态时, 发电机向电网输送滞后的无功功率; 处于欠励状态时, 发电机向电网输送超前的无功功率。在有功功率一定时, 电枢电流随励磁电流变化的曲线称为发电机的 V 形曲线。

思考题

19-1 同步发电机与电网并联, 要满足哪些条件? 如果条件不满足, 进行并联会产生什么后果?

19-2 什么是同步电机的功角特性? 在推导功角特性时应用了哪些假定? δ 角的时间、空间物理意义是什么? 功角改变时, 有功功率如何变化? 无功功率会不会变化?

19-3 并联于无限大电网运行的隐极同步发电机, 原来发出一定的有功功率和感性无功功率。若保持有功输出不变, 仅调节励磁电流 I_f 使之减小, 问 \dot{E}_0 与 \dot{I} 各按什么轨迹变化? δ 角如何变化? 要维持稳定运行, I_f 能否无限减小 (忽略电枢电阻)?

19-4 与电网并联运行的同步发电机过励运行时发出什么性质的无功功率? 欠励运行时发出什么性质的无功功率?

19-5 并联于电网运行的同步发电机, 当保持励磁电流 I_f 不变时, 调节发电机输出的有功功率, 输出的无功功率变不变? 此时 \dot{E}_0 及 \dot{I} 变化的规律是什么?

19-6 一台三相隐极同步电机, 转子不加励磁以同步速旋转, 当把定子绕组接到三相对称的电源 U 上, 绕组中流过的电流为 I , 忽略电枢电阻。试画出此电机的电动势相量图。说明此时电机是否输出有功功率? 输出什么性质的无功功率?

习 题

19-1 有一台汽轮发电机, $P_N=12\,000\text{kW}$, $U_N=6300\text{V}$, 定子绕组 Y 接法, $m=3$, $\cos\varphi_N=0.8$ (滞后), $x_s=4.5\Omega$, 发电机并网运行, 输出额定频率 $f_N=50\text{Hz}$ 时, 求:

- (1) 每相空载电动势 E_0 ;
- (2) 额定运行时的功角 δ_N ;
- (3) 最大电磁功率 $P_{M\max}$;
- (4) 过载能力 k_M 。

19-2 一台三相汽轮发电机, 电枢绕组星形连接, 额定容量为 $S_N=15\,000\text{kVA}$, 额定电压为 $U_N=6300\text{V}$ 。忽略电枢绕组电阻, 当发电机运行在 $U^*=1$ 、 $I^*=1$ 、 $x_s^*=1$ 、负载功率因数角 $\varphi=30^\circ$ (滞后) 时, 求 δ 、 P_M 、 k_m 各为多大?

19-3 一台 11kV 、 50Hz 、4 极、星形连接的隐极同步发电机, 同步电抗 $x_s=12\Omega$, 不计电枢绕组电阻。该发电机并联于额定电压的电网运行, 输出有功功率 3MW , 功率因数 0.8 (滞后)。试求每相空载电动势 E_0 和功角 δ ; 如果励磁电流保持不变, 求发电机不失去同步时所能产生的最大励磁转矩。

19-4 有一台凸极三相同步发电机, $U_N=400\text{V}$, 每相空载电动势 $E_0=370\text{V}$, 定子绕组 Y 接法, 每相直轴同步电抗 $x_d=3.5\Omega$, 交轴同步电抗 $x_q=2.4\Omega$ 。该电机并网运行, 求:

- (1) 额定功角 $\delta_N=24^\circ$ 时, 输向电网的有功功率是多少?
- (2) 能向电网输送的最大电磁功率是多少?
- (3) 过载能力为多大?

19-5 一台三相隐极同步发电机并网运行, 电网电压 $U=400\text{V}$, 发电机每相同步电抗 $x_s=1.2\Omega$, 定子绕组 Y 接法, 当发电机输出有功功率为 80kW 时, $\cos\varphi=1$, 若保持励磁电流不变, 减少有功功率至 20kW , 不计电阻压降, 求此时的:

- (1) 功角 δ ;
- (2) 功率因数 $\cos\varphi$;
- (3) 电枢电流 I_a ;
- (4) 输出的无功功率 Q_0 超前还是滞后?

19-6 有一台三相隐极同步发电机并网运行, 定子绕组 Y 接法, 在状态 I 下运行时, 每相励磁电动势 $E_0 = 270\text{V}$, 功率因数 $\cos\varphi = 0.8$ (滞后), 功角 $\delta = 12.5^\circ$, 输出电流 $I = 120\text{A}$ 。今调节发电机励磁使得每相励磁电动势变为 236V , 减少原动机输入功率使得功角变为 9° (状态 II)。不计电阻压降, 求:

- (1) 状态 II 时的输出电流和功率因数?
- (2) 两种状态下, 发电机输出的有功功率和无功功率各为多少?

19-7 有一台三相隐极同步发电机并网运行, 额定数据为: $S_N = 7500\text{kVA}$, $U_N = 3150\text{V}$, 定子绕组 Y 接法, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 同步电抗 $x_s = 1.60\Omega$, 电阻压降不计, 试求:

- (1) 额定运行状态时, 发电机的电磁功率 P_M 和功角 δ ;
- (2) 在不调节励磁的情况下, 将发电机的输出功率减到额定值的一半时的功角 δ 和功率因数 $\cos\varphi$ 。

19-8 有一台三相凸极同步发电机并网运行, 额定数据为: $S_N = 8750\text{kVA}$, $U_N = 11\text{kV}$, 定子绕组 Y 接法, $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 同步电抗 $x_d = 18.2\Omega$, 电阻压降不计, 试求:

- (1) 额定运行状态时, 发电机的功角 δ_N 和每相励磁电动势 E_0 ;
- (2) 最大电磁功率 $P_{M\max}$ 。

19-9 一台汽轮发电机数据如下: 额定容量为 $S_N = 31250\text{kVA}$, 额定电压为 $U_N = 10500\text{V}$ (星形连接), 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 定子每相同步电抗 $x_c = 7.0\Omega$ (不饱和值)。此发电机并联于无限大电网运行, 求发电机额定负载时的功率角 δ_N 、电磁功率 P_M 、过载能力 k_M 为多大?

19-10 一台汽轮发电机额定数据如下: 额定容量为 $S_N = 7500\text{kVA}$, 额定电压为 $U_N = 3150\text{V}$ (星形连接), 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 同步电抗 $x_c = 1.5\Omega$, 忽略定子电阻。求:

- (1) 当发电机带额定负载时, 发电机输出的有功功率 P 、功率角 δ 及过载能力 k_M ;
- (2) 保持励磁电流不变, 当发电机输出的有功功率减小一半时, 发电机功率角 δ 及功率因数角 φ 。

19-11 一台 6000kVA 、 2400V 、 50Hz 、星形连接的三相 8 极凸极同步发电机, 并联额定运行时的功率因数为 0.9 (滞后)。电机参数为 $x_d = 1\Omega$ 、 $x_q = 0.667\Omega$ 。不计磁路饱和及电枢绕组电阻。

19-12 一台汽轮发电机, 并联于无限大电网, 额定运行时功率角 $\delta = 30^\circ$, 今因故障电网电压降为 $0.8U_N$, 假定电网频率仍不变。求:

- (1) 发电机能否继续稳定运行, 这时功率角 δ 为多大?
- (2) 若采用加大励磁的方法, 使 E_0 增加到原来的 1.6 倍, 这时功率角 δ 为多大?

19-13 一台汽轮发电机数据为: 额定功率 $P_N = 25000\text{kVA}$, 额定电压 $U_N = 10.5\text{kV}$, 额定功率因数 $\cos\varphi_N = 0.8$ (滞后), 三相绕组 Y 连接, 忽略定子绕组电阻。此发电机并联于无限大电网, 当运行在 $U^* = 1$ 、 $I^* = 1$ 、 $x_s^* = 2.3\cos\varphi_N$ 时, 求电机的相电流 I 、功率角 δ 、空载相电动势 E_0 、电磁功率 P_M 及过载能力 k_M 各为多大。

第二十章 同步电动机和同步调相机

同步电机作为能量转换机械，其能量转换也是可逆的，当输入电功率时则作电动机运行。同步电动机的特点是转速不随负载变化而改变，其功率因数可以调节，因此广泛用来拖动大容量恒速机械，如空气压缩机、球磨机、鼓风机及水泵等；缺点是结构比感应电动机复杂，需要直流励磁，造价高，运行维护较麻烦。同步调相机实质上是空载运行的同步电动机，专门用来调节电网的无功功率，改善电网的电压质量。由于电机不输出有功功率，故容量用 kVA 表示，且转动部分的机械强度要求较低，结构材料和重量可显著减少。

第一节 同步电动机的基本方程式、相量图和功角特性

一、从发电机状态过渡到电动机状态

设有一台并联在大电网的隐极同步电机作发电机运行，其相量图如图 20-1 (a) 所示。此时 \dot{E}_0 超前于 \dot{U} ， $\delta > 0$ ， $P_{em} = \frac{mE_0 U}{x_s} \sin \delta > 0$ ， $\delta_1 \approx \delta > 0$ ，表示转子主极轴线沿转向超前气

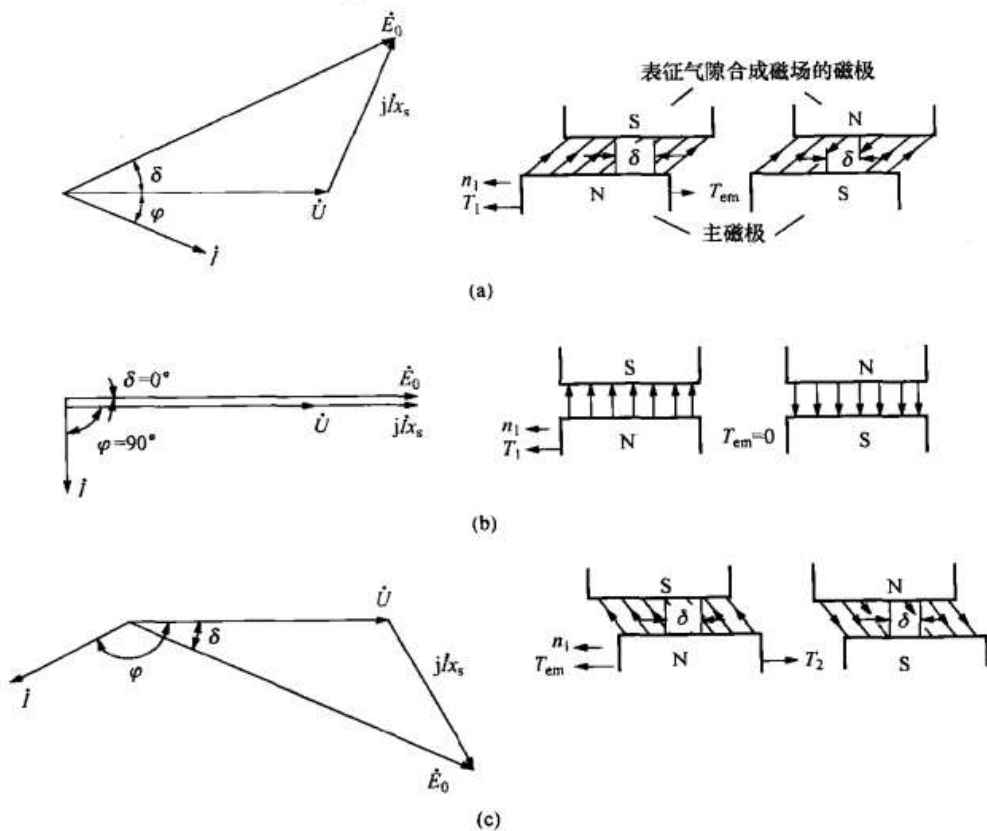


图 20-1 同步发电机过渡到同步电动机的过程

(a) 发电机；(b) 过渡过程；(c) 电动机

隙合成磁场的磁极轴线 δ_i 角, T_{em} 为制动转矩, 电机将机械能转变为电能。

若逐步减小原动机的输入功率 P_1 , 转子瞬时转速降低, δ 角及 P_{em} 值减小, 当 $\delta=0$, $P_{em}=0$ 时, 发电机输出功率为零, $P_1=p_0$, 如图 20-1 (b) 所示。

若继续减小 P_1 , 则 δ 和 P_{em} 将变为负值, 电机从电网吸收电功率和 P_1 一起供给电机的空载损耗。若拆去原动机 ($P_1=0$), 就变成空载的同步电动机, 空载损耗全部由电网提供。如果在电机轴上再加上机械负载, 则负的 δ 和 P_{em} 的绝对值加大, 主极轴线将落后于气隙合成磁场轴线, T_{em} 变为驱动转矩, 电机作电动机运行 [见图 20-1 (c)]。

从以上分析可知, 并联在大电网的发电机转变为电动机时, 功率角、电磁功率和电磁转矩均由正变负值, 使机—电能量转换过程发生逆转, 即电机变电能为机械能输出。

二、同步电动机的电动势方程式和相量图

图 20-1 (c) 是按发电机惯例规定的正方向绘出的电动机相量图, 此时 $\varphi > 90^\circ$, $mUI\cos\varphi$ 为负, 即向电网输出负功率。这种表示很不方便。通常电动机作为电网的负载, 按正方向规定的惯例, 对负载电路应是电流的正方向与外加电压的正方向一致, 因此对电动机宜把电流的正方向规定得与发电机时相反, 如图 20-2 (a) 所示, 此时 \dot{U} 为外施电压, \dot{I} 为该电压产生的输入电流, \dot{E}_0 则为反电动势, 这样 $\varphi < 90^\circ$, 使 $\cos\varphi$ 及输入功率、电磁功率均变为正值。因此, 隐极电动机的电动势方程式可写成

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}R_a + j\dot{I}x_s \quad (20-1)$$

对于凸极电动机, 则为

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}R_a + j\dot{I}_q x_q + j\dot{I}_d x_d \quad (20-2)$$

相应的相量图如图 20-2 (b) 和图 20-2 (c) 所示。

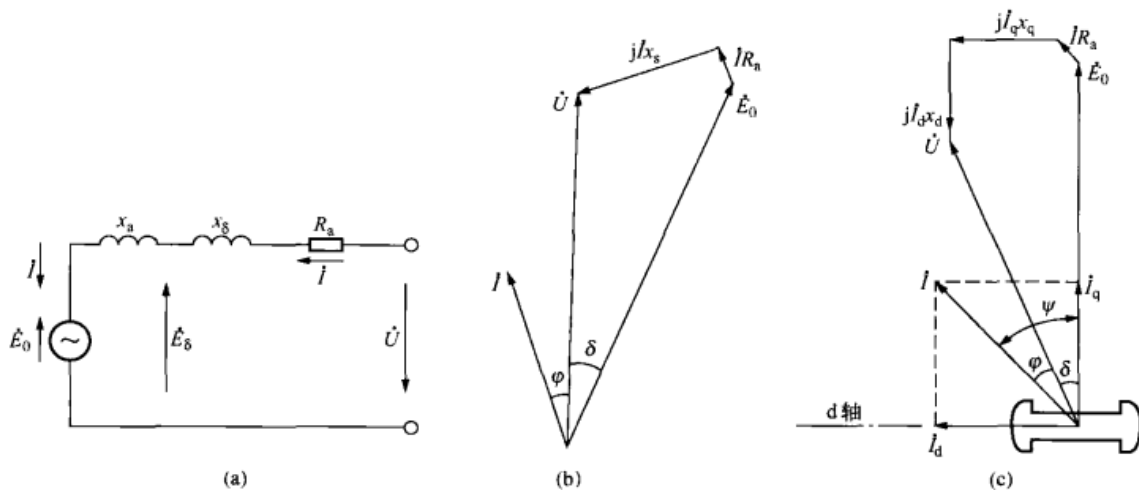


图 20-2 同步发电机的等效电路和相量图

(a) 隐极机的等效电路; (b) 隐极机的相量图; (c) 凸极同步电动机的相量图

三、功率方程式和功角特性

电动机由电网输入电功率 P_1 , 减去定子绕组铜损耗 p_{Cu1} , 即为通过旋转磁场从定子传送到转子的电磁功率 P_{em} , 再减去铁损耗 p_{Fe} 、机械损耗 p_{mec} 和附加损耗 p_{ad} , 便是输出的机械功率 P_2 , 故得功率方程式为

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= p_{\text{Cu1}} + P_{\text{em}} \\ P_{\text{em}} &= p_{\text{Fe}} + p_{\text{mec}} + p_{\text{ad}} + P_2 \end{aligned} \right\} \quad (20-3)$$

同步电动机的电磁功率和发电机一样可以从相量图导出。

现规定 \dot{U} 超前 \dot{E}_0 时 δ 角为正值, 则 P_{em} 和 T_{em} 的表达式与发电机电磁功率表达式完全相同, 即

$$P_{\text{em}} = \frac{mE_0U}{x_d} \sin\delta + \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\delta \quad (20-4)$$

$$T_{\text{em}} = \frac{mE_0U}{\Omega_1 x_d} \sin\delta + \frac{mU^2}{2\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\delta \quad (20-5)$$

由式 (20-4) 可以得出与发电机完全相似的功角特性 $P_{\text{em}} = f(\delta)$ 及过载能力 $k_M = \frac{P_{\text{emmax}}}{P_{\text{emN}}}$ 。

第二节 无功功率的调节

与同步发电机相似, 当同步电动机在恒功率下运行时, 调节其励磁电流可以改变电机的无功功率。

以隐极电动机为例, 忽略电枢电阻和磁路饱和的影响, 如不计 I_f 变化对铁损耗的影响, 在输出功率不变时, 可以认为 $P_{\text{em}} \approx P_1$ 不变, 故

$$P_{\text{em}} = \frac{mE_0U}{x_s} \sin\delta \approx mUI \cos\varphi = \text{const}$$

即

$$E_0 \sin\delta = \text{const}, I \cos\varphi = \text{const}$$

于是由图 20-3 (a) 所示的相量图可见, 当励磁变化时, \dot{E}_0 的端点将落在垂直线 \overline{CD}

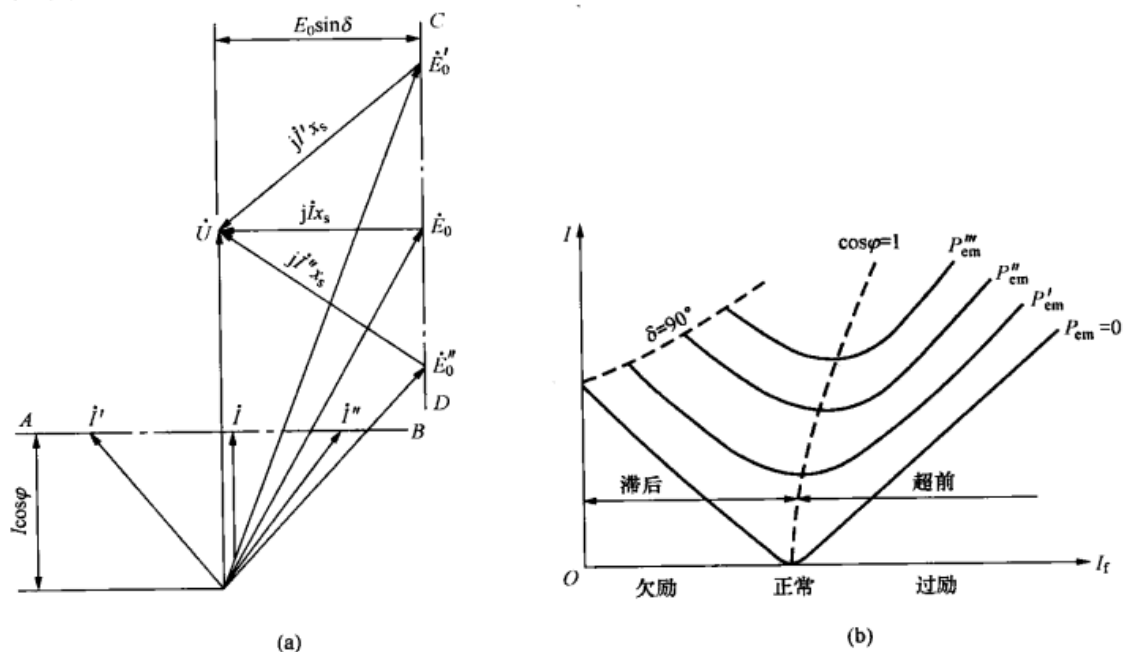


图 20-3 同步电动机的相量图及 V 形曲线

上, 而 \dot{I} 的端点将落在水平线 \overline{AB} 上。图 20-3 (b) 中画出了 $\cos\varphi=1$, 即正常励磁时的情况, 此时电枢电流最小, 全部是有功电流, 励磁电动势为 E_0 。当 $E'_0 > E_0$, 即过励时, \dot{I}' 超前 \dot{U} , 电机从电网吸收超前无功。当 $E'_0 < E_0$, 即欠励时, \dot{I}'' 滞后 \dot{U} , 电机从电网吸收滞后无功。因此, 同步电动机在恒功率下改变励磁电流时, $I = f(I_f)$ 关系仍然是 V 形曲线, 如图 20-3 (b) 所示。欠励时, $\delta=90^\circ$ 达稳定运行极限, 曲线上不稳定区域仍对应于 $\delta > 90^\circ$ 。

由于电网上的主要负载是感应电机和变压器, 它们均从电网吸收滞后的无功功率励磁, 造成电网功率因数下降。为了改善电网的功率因数, 同步电动机通常按超前功率因数设计和运行, 一般 $\cos\varphi_N$ 为 0.8~0.9 (超前), 这是同步电动机最可贵的特点。

第三节 同步电动机的起动方法

同步电机只有在同步转速时, 定、转子磁动势才能相对静止, 产生一定方向的转矩。如在同步电机转子静止时通入直流电流励磁, 定子直接投入电网, 由于定、转子磁场的相对转速为同步转速 n_1 , 电磁转矩为频率 f_1 的交变转矩, 作用在转子上的平均转矩为零, 电机不可能自行起动。

同步电动机常用的起动方法有以下三种。

1. 辅助电动机起动

用与同步电动机同极数的感应电动机将其拖到接近同步速度, 再用自同步法将同步电机投入电网, 然后切断感应电机电源并拆除感应电机。此法需要的附加设备多, 操作复杂, 且只适用于空载下起动, 否则所需感应电动机容量增大。

2. 变频起动

用连续升高定子电源频率的方法使定子旋转磁场的转速逐渐升高, 且电动机转子上加上励磁, 依靠同步转矩使转子转速随定子旋转磁场转速同步上升。此法需要变频电源, 且励磁机不能与同步电机同轴, 否则低速时无法建立所需的励磁电压。

3. 异步起动

在同步电动机主极极靴上嵌放类似笼型感应电机的起动绕组, 利用定子旋转磁场与短路的起动绕组中的感应电流产生的异步转矩, 使电机起动, 在转速接近同步转速时, 在转子上加励磁, 借助同步转矩将电机牵入同步。此法不需其他设备, 是目前应用最广的起动方法。异步起动时应注意以下几点:

(1) 起动时励磁绕组切忌开路, 否则会因励磁绕组匝数多, 起动时转差大, 定子旋转磁场将在励磁绕组感应出危险的高电压, 使绕组绝缘击穿或引起人身事故。

(2) 励磁绕组必须串入比自身电阻大 5~10 倍的电阻短路, 而不能直接短路, 否则会因短路电流过大而卡在 $n_1/2$ 附近不能继续升速, 时间长了还会使绕组因过热而损坏。

第四节 同步调相机

电网的负载主要是感应电动机和变压器, 它们都从电网吸取感性无功功率而使电网功率因数降低, 线损损耗和压降增大, 发电设备利用率和效率降低。如能在适当地点装上同步调

相机,就地供应感应无功功率,减小输电线路上的无功电流,就可显著提高电力系统的经济性和供电质量。

以图 20-4 (a) 所示简单系统为例,设 \dot{I}_L 为感应电动机从电网吸取的滞后电流,如果在负载端安装一台同步调相机,使其运行在过励状态,它将从电网吸取一个超前的无功电流 \dot{I}_C ,使输电线上的电流 $\dot{I} = \dot{I}_L + \dot{I}_C$ 比 \dot{I}_L 小,如图 20-4 (b) 所示,电网功率因数提高。由于电网的负载经常变动,它需要的无功功率也不断变化,因此调相机应配备自动励磁调节器。当线路重载电网电压趋于下降时,自动调节器使调相机过励运行,而轻载时则欠励运行,这样可使负载电压基本维持不变。

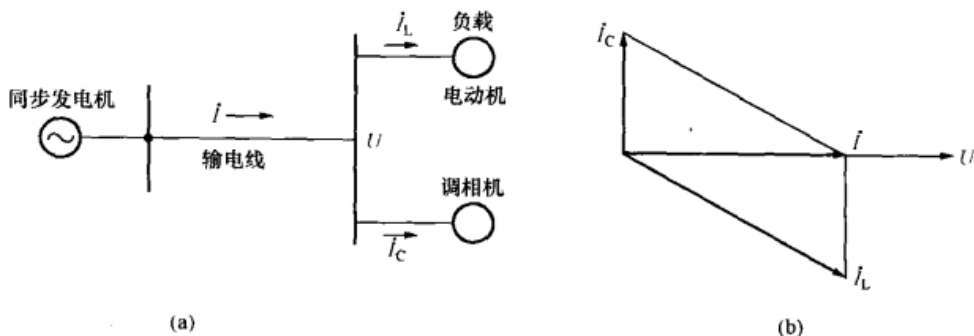


图 20-4 同步调相机改善功率因数

由上述分析可知,调相机的特点是:

(1) 额定容量应为过励时的视在功率,这时的励磁电流为额定励磁电流。根据实际运行和稳定性的需要,欠励容量为额定容量的 0.5~0.65 倍。

(2) 由于不带机械负载,机械强度要求较低,过载能力可以较小,因此比同容量同步电动机转轴细、气隙小、励磁绕组少用材料。

(3) 为提高材料利用率,大型调相机多采用氢冷或双水内冷。

【例 20-1】 某工厂使用了多台感应电动机,已知其总输出功率 $P=1500\text{kW}$, 平均效率 $\eta=70\%$, 平均功率因数 $\cos\varphi=0.7$ (滞后)。由于生产发展又增添了一台同步电动机,其额定数据为: $P_N=1000\text{kW}$, $\cos\varphi_N=0.8$ (超前), $\eta_N=96\%$ 。当同步电动机输出额定功率时,欲使全厂的功率因数达到 0.9 (滞后),求同步电动机运行的功率因数。

解 电动机从电源吸收的有功功率为

$$P'_1 = \frac{P}{\eta} = \frac{1500}{0.7} = 2142.86(\text{kW})$$

电动机从电源吸收的无功功率为

$$Q'_1 = \frac{P'_1}{\cos\varphi} \times \sin\varphi = 2142.86 \times \frac{\sqrt{1-0.7^2}}{0.7} = 2186.15(\text{kvar})$$

同步电动机从电源吸收的有功功率为

$$P''_1 = \frac{P_N}{\eta_N} = \frac{1000}{0.96} = 1041.67(\text{kW})$$

电源供给的总有功功率为

$$P_1 = P'_1 + P''_1 = 2142.86 + 1041.67 = 3184.53(\text{kW})$$

当全厂 $\cos\varphi_1=0.9$ (滞后) 时,电源供给的总无功功率为

$$Q_1 = \frac{P_1}{\cos\varphi_1} \sin\varphi_1 = 3184.53 \times \frac{\sqrt{1-0.9^2}}{0.9} = 1542.34(\text{kvar})$$

同步电动机从电源吸收的无功功率为

$$Q'_1 = Q_1 - Q'_1 = 1543.34 - 2186.15 = -643.81(\text{kvar})$$

同步电动机运行时的功率因数为

$$\cos\varphi'' = \frac{P''}{\sqrt{P''^2 + Q''^2}} = \frac{1041.67}{\sqrt{1041.67^2 + 643.81^2}} = 0.842(\text{超前})$$

第五节 同步电机的几种运行情况

通过对同步电机的运行方式的分析, 总结接在电网上的同步电机有四种可能的运行情况: ①过励发电机; ②欠励发电机; ③过励电动机; ④欠励电动机。由同步电机相量图可见, 当同步电机在过励状态时, 输出电流的无功分量为—感性无功电流, 也就是说, 过励同步电机将发出感性无功功率。当同步电机在欠励状态时, 输出电流的无功分量为—容性无功电流, 也就是说, 欠励同步电机将发出容性无功功率, 或看作吸收感性无功功率。如令 P_M 代表有功电磁功率, Q_M 代表感性的无功电磁功率, 且令发出的功率为正值, 吸取的功率为负值, 则同步电机的四种运行情况为:

- (1) 过励发电机: $P_M > 0, Q_M > 0$;
- (2) 欠励发电机: $P_M > 0, Q_M < 0$;
- (3) 过励电动机: $P_M < 0, Q_M > 0$;
- (4) 欠励电动机: $P_M < 0, Q_M < 0$ 。

当同步电机所发出的电磁功率仅为有功功率时, 内功率因数为 1, 电枢反应仅有交轴分量; 当同步电机发出的电磁功率仅为无功功率时, 内功率因数为零, 电枢反应仅有直轴分量。由于电枢绕组本身有电阻和电感, 在电机内部也将消耗一部分有功功率和一部分感性无功功率。因此, 如以电枢端点上量得的外功率为准, 则无论对有功功率或对感性无功功率而言, 输出的外功率总比电磁功率小, 而输入的外功率则总比电磁功率大。

以 P 表示有功功率, Q 表示感性无功功率。 P_M 和 P 间的关系与前述发电机的表达式一致, 即

$$P_M - P = p_{\text{Cul}} = I^2 R_a \quad (20-6)$$

Q_M 和 Q 间也有相似的关系: 对于隐极式电机

$$Q_M - Q = I^2 x_s \quad (20-7)$$

对于凸极式电机

$$Q_M - Q = I_d^2 x_d + I_q^2 x_q \quad (20-8)$$

对两种电机都有

$$Q = UI \sin\varphi \quad (20-9)$$

$$Q = E_0 I \sin\psi \quad (20-10)$$

本章小结

同步发电机和同步电动机均投入电网运行, 所不同的是功率流向, 发电机向电网输出有

功功率,电动机从电网吸收有功功率。

作为电动机运行是同步电机又一种重要的运行方式。同步电动机接于频率一定的电网上运行,其转速恒定,不会随负载变动而变动;另外,同步电动机的功率因数可以调节,在需要改变功率因数和不需要调速的场合,常优先采用同步电动机。

通过调节励磁电流可以方便地改变同步电动机的无功功率。过励时,同步电动机从电网吸取超前电流;欠励则吸取滞后电流。能够改善电网的功率因数是同步电动机的最大优势。

从同步电动机的原理来看,它不能自行起动;在同步电动机的转子上装设起动绕组,借助异步电动机的原理来完成其起动过程。

同步调相机也称同步补偿机,接在电网上专门用于无功功率调节,对改善电网功率因数、对电网经济运行起重要作用,是现代大电网中必不可少的主要电力设备之一。从作用原理来讲,它实际上是空载运行的电动机。

思 考 题

20-1 比较同步电动机与同步发电机的电动势方程式和相量图,说明如何根据 \dot{E}_0 和 \dot{U} 的相位关系判断同步电机的运行状态。

20-2 同步电动机带额定负载时 $\cos\varphi_N=1$,若保持励磁电流不变而空载运行,则 $\cos\varphi_0$ 将如何变化?

20-3 当转子转速等于同步转速时,为什么同步电机能产生转矩,而感应电机却不能?为什么当转子转速低于同步转速时,感应电机能产生转矩,而同步电机却不能?

20-4 为什么同步电动机的功率因数可以很方便地调节,而感应电动机的功率因数则不能调节且永远是滞后性的?

20-5 同步电动机为什么没有起动转矩?一般如何使它起动?起动时应注意什么问题?

20-6 用同步调相机改善电网的功率因数,将调相机装在用户端和装在发电厂里,其作用是否相同?

20-7 比较在下列情况下同步电机的稳定性:

- (1) 当有较大的短路比或较小的短路比时;
- (2) 在过励状态下或在欠励状态下运行时;
- (3) 在轻载状态下或在满载状态下运行时;
- (4) 直接接至电网或通过外电抗接至电网时。

20-8 试为同步补偿机作一相量图。该机本身的损耗如何供给?

20-9 实验室有一台同步机和一台绕线式异步电机以及合适的三相交流电源,今欲得到 100Hz 的交流电,应如何使用?

习 题

20-1 一台同步电动机在额定电压下运行,从电网吸收 $\cos\varphi=0.8$ (超前) 的额定电流,已知该机的参数为: $x_d^*=0.8$, $x_q^*=0.5$, $R_a^*\approx 0$ 。试求:

- (1) 励磁电动势 E_0^* 及功率角 θ ;

(2) 该机运行在什么励磁状态?

20-2 三相隐极同步发电机 $S_N = 60\text{kVA}$, Y 接, $U_N = 380\text{V}$, $x_t = 1.55\Omega$, $R_s \approx 0$ 。当电机过励 $\cos\varphi = 0.8$ (滞后), $S = 37.5\text{kVA}$ 时:

(1) 作出相量图, 求 E_0 和 θ ;

(2) 原动机移去, 不计损耗, 作相量图, 求 I ;

(3) 改作电动机运行, P_{em} 同 (1) 中数值, 调节励磁使 $\cos\varphi = 1$, 作相量图, 求 I 和 E_0 。

20-3 某工厂变电所变压器容量为 2000kVA , 该厂电力设备消耗的总功率为 1200kW , $\cos\varphi = 0.65$ (滞后)。由于生产发展, 欲新添一台 400kW 、 $\cos\varphi = 0.8$ (超前)、 $\eta_N = 95\%$ 的同步电动机, 问当电动机处于额定运行状态时, 全厂的功率因数为多少? 变压器是否过载?

20-4 从某电厂的 35kV 、 30km 长的输电线供给某工厂 $20\,000\text{kVA}$ 的功率, 如图 20-5 所示, $\cos\varphi = 0.707$ (滞后), 设输电线每千米长度电阻为 0.17Ω 。试求:

(1) 不装调相机时输电线的电流及功率损耗;

(2) 如用户端装设一台调相机, 将总功率因数提高到 0.96 (滞后), 问此调相机的容量应为多少 kVA (调相机的有功电流可忽略), 补偿后线路的功率损耗为多少?

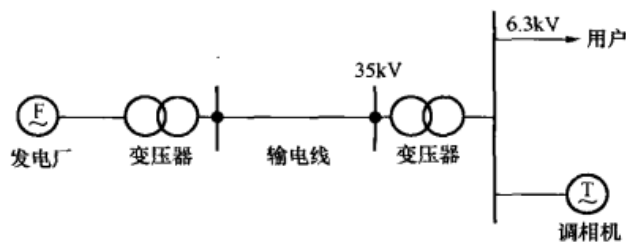


图 20-5 装设调相机的输电系统

第二十一章 同步发电机的不对称运行和暂态过程

前面几章研究了同步发电机的对称运行。严格来讲,同步发电机经常是在三相不对称负载下运行,只是一般情况下由于不对称程度很小,所以作为对称运行来处理。实际上由于种种原因,例如系统内接有较大的单相负载或雷击或发生不对称短路时,不对称程度比较大,使电枢电流和端电压都不对称,对电网和电机本身均带来一些不良后果,所以国家标准对同步发电机允许不对称负载运行的程度作了一定的限制。

第一节 同步发电机不对称运行时的参数和等效电路

本节将主要说明分析同步发电机不对称运行的基本方法——对称分量法,下面进行具体分析。

一、对称分量法

任何一组不对称的三相电压(电流),均可被分解为正序、负序和零序三组对称电压(电流)之和,称之为原有电压(电流)的对称分量。以不对称的三相电压 \dot{U}_A 、 \dot{U}_B 、 \dot{U}_C 为例,它总可以被分解为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{U}_{A+} + \dot{U}_{A-} + \dot{U}_{A0} = \dot{U}_+ + \dot{U}_- + \dot{U}_0 \\ \dot{U}_B &= \dot{U}_{B+} + \dot{U}_{B-} + \dot{U}_{B0} = a^2 \dot{U}_+ + a \dot{U}_- + \dot{U}_0 \\ \dot{U}_C &= \dot{U}_{C+} + \dot{U}_{C-} + \dot{U}_{C0} = a \dot{U}_+ + a^2 \dot{U}_- + \dot{U}_0 \end{aligned} \right\} \quad (21-1)$$

式(21-1)中, \dot{U}_{A+} 、 \dot{U}_{B+} 、 \dot{U}_{C+} 为一组对称的三相正序电压,以 A 相为基准时有 $\dot{U}_{A+} = \dot{U}_+$, $\dot{U}_{B+} = a^2 \dot{U}_+$, $\dot{U}_{C+} = a \dot{U}_+$; \dot{U}_{A-} 、 \dot{U}_{B-} 、 \dot{U}_{C-} 为一组对称的三相负序电压, $\dot{U}_{A-} = \dot{U}_-$, $\dot{U}_{B-} = a \dot{U}_-$, $\dot{U}_{C-} = a^2 \dot{U}_-$; \dot{U}_{A0} 、 \dot{U}_{B0} 、 \dot{U}_{C0} 为一组对称的三相零序电压,其幅值相等、相位相同,即 $\dot{U}_{A0} = \dot{U}_{B0} = \dot{U}_{C0} = \dot{U}_0$; a 为 120° 复数算子, $a = e^{j120^\circ}$ 。图 21-1 所示为 \dot{U}_A 、 \dot{U}_B 、 \dot{U}_C 的三组对称分量。

求解式(21-1),即可得正序、负序和零序分量为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_+ &= \frac{1}{3}(\dot{U}_A + a\dot{U}_B + a^2\dot{U}_C) \\ \dot{U}_- &= \frac{1}{3}(\dot{U}_A + a^2\dot{U}_B + a\dot{U}_C) \\ \dot{U}_0 &= \frac{1}{3}(\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C) \end{aligned} \right\} \quad (21-2)$$

对于不对称的三相电流,可以进行同样的分解,以求出其对称分量。

若电机为对称、磁路为线性,当电机端点的电压为三相不对称电压时,把它们分解为正序、负序和零序三组电压,分别求出这三组电压单独作用时电机内的各序电流和转矩,把它

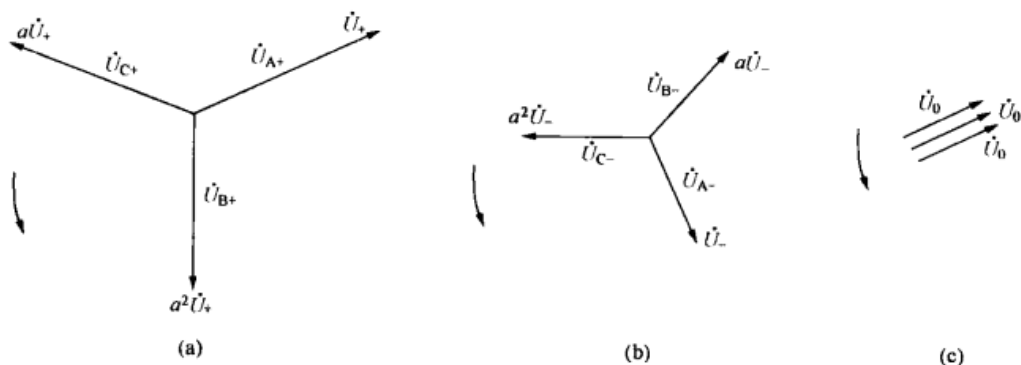


图 21-1 不对称三相电压的三组对称分量

(a) 正序分量; (b) 负序分量; (c) 零序分量

们叠加起来, 得到总的电流和转矩, 这就是对称分量法。所以对称分量法的实质, 是把一个不对称问题分解成正序、负序和零序三个彼此独立的对称问题来求解, 再把结果叠加。由于计算对称问题时, 只要取一相来计算, 使整个计算得以简化。对于旋转电机, 由于转子对正序和负序旋转磁场的反应不同, 使正序和负序阻抗互不相同, 因此应用对称分量法就更加必要。

二、同步发电机的各相序阻抗和等效电路

从转子结构上看, 隐极转子在磁路上基本上是对称的, 在电路方面由于仅在直轴上有励磁绕组, 故为不对称。凸极转子在磁和电两方面均为不对称。下面借助于对称分量法和双反应理论, 近似地推导出同步发电机的各相序阻抗和等效电路。

(一) 正序阻抗和正序等效电路

在转子正向同步旋转、励磁绕组接通, 电枢三相绕组流过对称的正序电流时, 同步电机所表现的阻抗为正序阻抗, 用 Z_+ 表示。不难看出, 此情况就是前面所研究的对称运行情况, 所以稳态时隐极同步电机的正序阻抗

$$Z_+ = R_+ + jX_+ \quad (21-3)$$

就是同步阻抗; 其中正序电阻就是电枢电阻, $R_+ = R_a$; 正序电抗就是同步电抗, $x_+ = x_a$; 当电枢磁动势与直轴重合时, $x_+ = x_d$; 当电枢磁动势与交轴重合时, $x_+ = x_q$; 在其他位置时, x_+ 的值介于 x_d 和 x_q 之间。

图 21-2 所示为同步发电机的稳态正序等效电路, 图中 E_+ 表示电枢绕组中的正序电动势; 相应的正序电压方程为

$$\dot{E}_+ = \dot{U}_+ + \dot{I}_+ \dot{Z}_+ \quad (21-4)$$

由于发电机的电枢绕组为对称三相绕组, 励磁电动势为对称的正序电动势, 故 $\dot{E}_+ = \dot{E}_0$ 。在研究不对称短路问题时, 由于电阻常远小于电抗, 短路电流中的正序分量基本为一感性的直轴电流, 此时凸极同步电机的 $x_+ \approx x_d$ 。

(二) 负序阻抗和负序等效电路

在转子正向同步旋转, 励磁绕组短接, 电枢三相绕组流过一组对称的负序电流时, 同步电机所表现的阻抗称为负序阻抗, 用 Z_- 表示。当电枢绕组内流过对称的负序电流时, 电枢将产生一个反向同步旋转的旋转磁场, 它与转子的相对转速为 $2n$, 此时的情况相当于感应电动机在 $s=2$ 时的状态。把 $s=2$ 带入感应电动机的等效电路, 并考虑到交轴及直轴的差

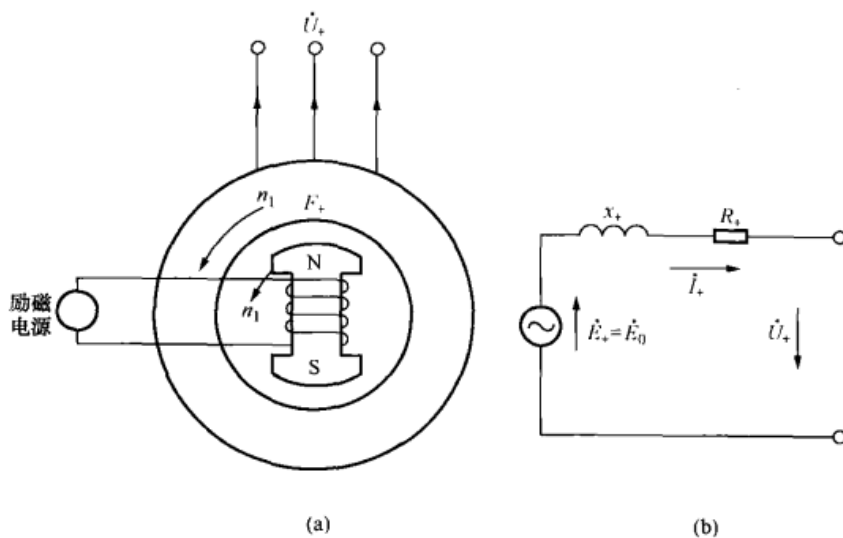


图 21-2 同步发电机的稳态正序等效电路

(a) 线路示意图；(b) 正序等效电路

别，就可得到同步电机的负序阻抗，如图 21-3 所示，所以有

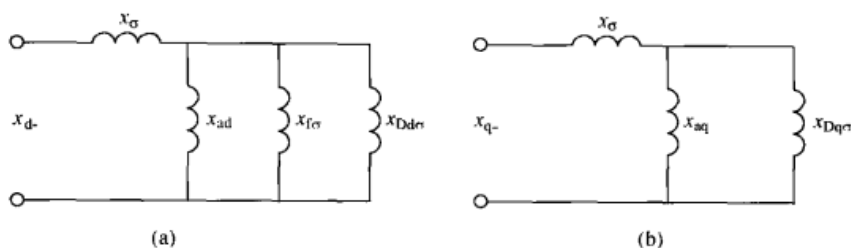


图 21-3 负序阻抗等效电路

(a) 负序磁场轴线与转子直轴重合；(b) 负序磁场轴线与转子交轴重合

$$x_{d-} = x_{\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{f\sigma}} + \frac{1}{x_{Dd\sigma}}} = x''_d \quad (21-5)$$

$$x_{q-} = x_{\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{Dq\sigma}}} = x''_q \quad (21-6)$$

式中： x''_d 、 x''_q 分别称为直轴和交轴超瞬变电抗； $x_{f\sigma}$ 、 $x_{Dd\sigma}$ 、 $x_{Dq\sigma}$ 分别为励磁绕组、直轴和交轴阻尼绕组的漏抗折算值。

负序电抗 x_- 可近似取 x_{d-} 与 x_{q-} 的平均值，即

$$x_- = \frac{1}{2}(x_{d-} + x_{q-}) = \frac{1}{2}(x''_q + x''_d) \quad (21-7)$$

图 21-4 所示为同步发电机的负序等效电路。由于电枢绕组内的励磁电动势为对称，没有负序分量，故 $\dot{E}_- = 0$ ，所以负序电压方程为

$$0 = \dot{U}_- + \dot{I}_- Z_- \quad (21-8)$$

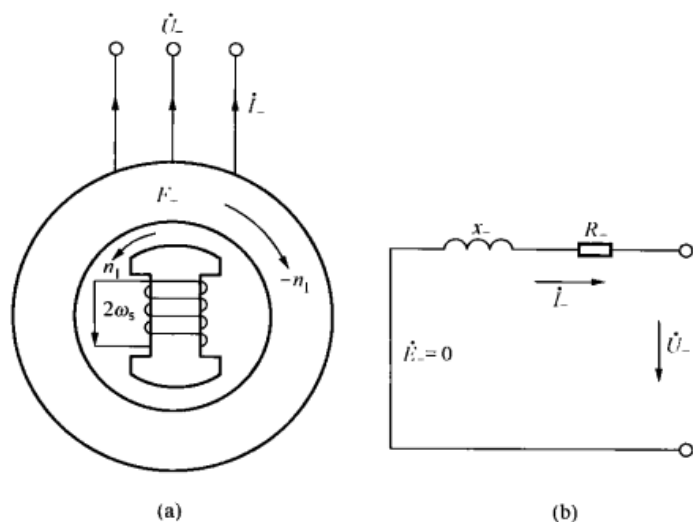


图 21-4 同步发电机的负序等效电路

(a) 线路示意图; (b) 负序等效电路

电动势, 所以零序的电压方程为

$$0 = \dot{U}_0 + \dot{I}_0 Z_0 \quad (21-10)$$

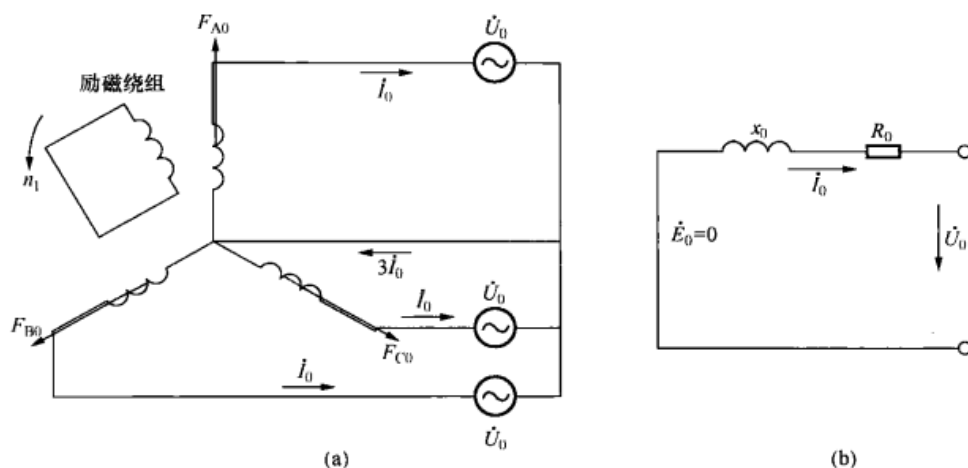


图 21-5 同步发电机的零序等效电路

(a) 线路示意图; (b) 零序等效电路

(三) 零序阻抗和零序等效电路

在转子正向同步旋转、励磁绕组短接, 电枢三相绕组流过一组零序电流时, 同步电机所表现的阻抗称为零序阻抗, 用 Z_0 表示。当电枢绕组通入零序电流时, 由于各相的零序电流为同幅值、同相位, 故气隙基波合成磁动势和磁场将等于零, 所以零序电抗 x_0 属于漏电抗性质, $x_0 \leq x_s$ 。零序电阻 R_0 就是电枢电阻 R_a 。零序阻抗 Z_0 等于

$$Z_0 = R_0 + jx_0 \quad (21-9)$$

图 21-5 所示为同步发电机的零序等效电路。由于电枢绕组中无零序

第二节 稳态不对称短路分析

用对称分量法分析同步发电机不对称短路是很方便的。不对称短路是不对称运行的特殊情况。电力系统遇到的故障短路通常是不对称短路, 例如线对线短路或者线对中性点短路。短路故障将会出现很大的冲击电流, 不过冲击电流的持续时间是很短暂的, 这一过程属于瞬变过程。瞬变过程完毕后就进入稳态短路。本节只讨论稳态不对称短路问题。

同步电机不对称短路的情形很多, 本节以发电机空载运行时机端发生短路故障为例来说明分析该类问题的方法。

一、单相短路

如图 21-6 所示, A 相对中性点短路, 端点情况为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A &= 0 \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_C = 0 \\ \dot{I}_A &= \dot{I}_{kl} \end{aligned} \right\} \quad (21-11)$$

利用对称分量法可求得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{A+} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_A + a\dot{I}_B + a^2\dot{I}_C) = \frac{1}{3}\dot{I}_A = \frac{1}{3}\dot{I}_{kl} \\ \dot{I}_{A-} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_A + a^2\dot{I}_B + a\dot{I}_C) = \frac{1}{3}\dot{I}_{kl} \\ \dot{I}_{A0} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) = \frac{1}{3}\dot{I}_{kl} \end{aligned} \right\} \quad (21-12)$$

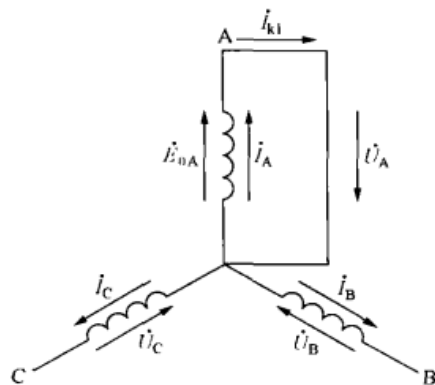


图 21-6 A 相对中性点短路

由式 (21-11) 可知

$$\dot{U}_A = \dot{U}_{A+} + \dot{U}_{A-} + \dot{U}_{A0} = 0 \quad (21-13)$$

将式 (21-12)、式 (21-13) 代入式 (21-4)、式 (21-8)、式 (21-10), 可求得

$$\dot{I}_{kl} = \dot{I}_A = 3\dot{I}_{A+} = -j \frac{3\dot{E}_{0A}}{Z_+ + Z_- + Z_0} \quad (21-14)$$

若忽略阻抗中的电阻, 则式 (21-14) 变为

$$\dot{I}_{kl} = \dot{I}_A = 3\dot{I}_{A+} = -j \frac{3\dot{E}_{0A}}{x_+ + x_- + x_0} \quad (21-15)$$

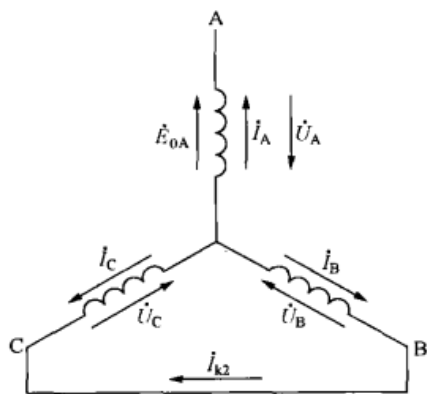


图 21-7 两相短路

二、两相短路

图 21-7 所示为 A、B 两相短路, 端点情况为

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_A &= 0 \\ \dot{I}_B &= -\dot{I}_C = \dot{I}_{k2} \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_B - \dot{U}_C = 0 \end{aligned} \right\} \quad (21-16)$$

利用对称分量法可求得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{A+} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_A + a\dot{I}_B + a^2\dot{I}_C) = \frac{1}{3}(a - a^2)\dot{I}_{k2} = j\frac{\dot{I}_{k2}}{\sqrt{3}} \\ \dot{I}_{A-} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_A + a^2\dot{I}_B + a\dot{I}_C) = \frac{1}{3}(a^2 - a)\dot{I}_{k2} = -j\frac{\dot{I}_{k2}}{\sqrt{3}} \\ \dot{I}_{A0} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (21-17)$$

将式 (21-16) 中第三式写成对称分量, 可求得

$$\dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C = (a^2\dot{U}_{A+} + a\dot{U}_{A-} + \dot{U}_{A0}) - (a\dot{U}_{A+} + a^2\dot{U}_{A-} + \dot{U}_{A0}) = 0 \quad (21-18)$$

即

$$\dot{U}_{A+} = \dot{U}_{A-} \quad (21-19)$$

将式(21-17)、式(21-18)带入式(21-4)、式(21-8)、式(21-10),且忽略阻抗中的电阻,可求得

$$\dot{I}_{k2} = \dot{I}_B = -\dot{I}_C = -j \frac{\sqrt{3}\dot{E}_{0A}}{x_+ + x_-} \quad (21-20)$$

三、不同稳定短路情况下短路电流的比较

由前面发电机短路特性的分析可知,当忽略电枢电阻时三相稳定短路电流为

$$\dot{I}_{k3} = -j \frac{\dot{E}_0}{x_d} = -j \frac{\dot{E}_0}{x_+} \quad (21-21)$$

一般来说,同步电机的 x_+ 比 x_- 和 x_0 大很多,在忽略 x_- 和 x_0 后,由式(21-15)、式(21-20)和式(21-21)可知,当励磁电流相同时,不同稳定短路情况下短路电流值之间的关系近似为

$$\dot{I}_{k1} : \dot{I}_{k2} : \dot{I}_{k3} = 3 : \sqrt{3} : 1 \quad (21-22)$$

式(21-22)表明,在同一励磁电流下,单相稳定短路电流最大,三相对称稳定短路电流最小。

第三节 同步发电机的突然短路分析

突然短路是研究从发生短路瞬间至达到稳态短路时的电磁过渡过程,此过程时间不长,但短路电流的最高值却达到 10~20 倍的额定电流值,这对电机和电网都是一个严重的破坏因素,电机设计时必须加以考虑。

同步电机在对称稳定运行时,电枢磁场是一个恒幅、恒速的旋转磁场,不会在转子绕组中感应电动势和电流。而在突然短路的过程中,电枢电流的幅值是变化的,因此在定、转子绕组之间存在变压器作用,转子绕组中将感应出电动势和电流,这时的转子绕组相当于短路的变压器二次绕组,使得定子侧等效电抗变小,定子电流激增。

分析突然短路的物理过程时,通常应用超导体闭合回路磁链守恒原理,先将各绕组看作超导体闭合回路,导出各绕组突然短路的最大值,再计入绕组电阻,考虑瞬态分量的衰减,

从而得出实际电流的变化规律。

一、基本分析方法:超导体闭合回路磁链守恒原理

图 21-8 中 l 为没有能源的超导体闭合回路,设外磁极和它交链的磁链为 ψ_0 ,当外磁极移开时,由于回路交链的磁链变化,则在回路中感应出交变电动势 $e_0 = -\frac{d\psi_0}{dt}$,并产生回路电流 i 。

若回路的自感为 L ,电流 i 产生的自感磁链 $\psi_L = Li$,该磁链随时

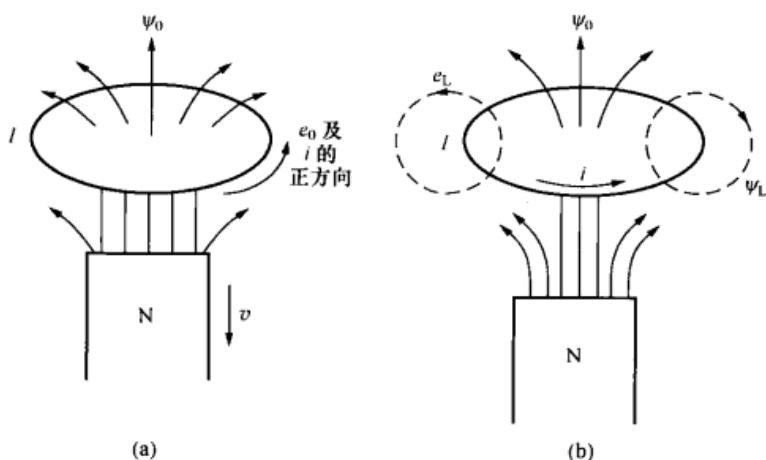


图 21-8 超导体闭合回路磁链守恒原理示意图

间交变, 又在绕组中感应自感电动势 $e_L = -\frac{d\psi_L}{dt}$, 由于回路电阻 $R=0$, 故回路的电动势方程式为

$$\sum e = e_0 + e_L = -\frac{d\psi_0}{dt} - \frac{d\psi_L}{dt} = iR = 0 \quad (21-23)$$

即

$$\frac{d}{dt}(\psi_0 + \psi_L) = 0 \quad (21-24)$$

故 $\psi_0 + \psi_L = \text{常数}$ 。

式 (21-23) 说明, 对任一超导体闭合回路而言, 无论外磁场交链回路的磁链如何变化, 由感应电流所产生的磁链恰好抵消其变化, 保持回路的总磁链不变。这就是超导体闭合回路磁链守恒原理。

二、对称突然短路的物理过程

突然短路的大多数情况是由于故障引起的, 在突然短路前发电机一般都负载运行, 发电机短路的地点也不一定, 一般来说在发电机端发生突然短路的可能性较小; 此外, 三相同时突然短路的现象更少见。为了抓住突然短路的瞬态过程的本质和分析的方便, 特作如下假设:

- (1) 突然短路前发电机为空载;
- (2) 突然短路后发电机的转速及励磁电流不变;
- (3) 电机的磁路不饱和, 可以利用叠加原理;
- (4) 不计绕组电阻。

(一) 短路瞬间定、转子绕组的磁链及电流

图 21-9 所示为同步发电机的示意图。图 21-9 中定子 A 相绕组用一个线圈 A-X 表示, 转子上的励磁绕组用 F1-F2 表示, 阻尼绕组用短路线圈 D 表示。若短路发生在 A 相轴线与 d 轴正交时, 并取此瞬间为 $t=0$, 则励磁电流 I_{f0} 产生的主磁通 Φ_0 与三相绕组交链的磁链为

$$\left. \begin{aligned} \psi_{A0}(0) &= \psi_0 \sin \omega t = \psi_0 \sin 0^\circ = 0 \\ \psi_{B0}(0) &= \psi_0 \sin(\omega t - 120^\circ) \\ &= \psi_0 \sin(-120^\circ) = -0.866\psi_0 \\ \psi_{C0}(0) &= \psi_0 \sin(\omega t + 120^\circ) \\ &= \psi_0 \sin(+120^\circ) = +0.866\psi_0 \end{aligned} \right\} \quad (21-25)$$

励磁绕组的磁链为

$$\psi_f(0) = \psi_0 + \psi_{f0} \quad (21-26)$$

式中: ψ_{f0} 为励磁绕组的漏磁链。

阻尼绕组的磁链为

$$\psi_D(0) = \psi_0 \quad (21-27)$$

短路瞬间各绕组中的电流不能突变, 故 $t=0$ 时, 定子各相电流及阻尼绕组中电流均为零, 励磁绕组电流为 I_{f0} 。

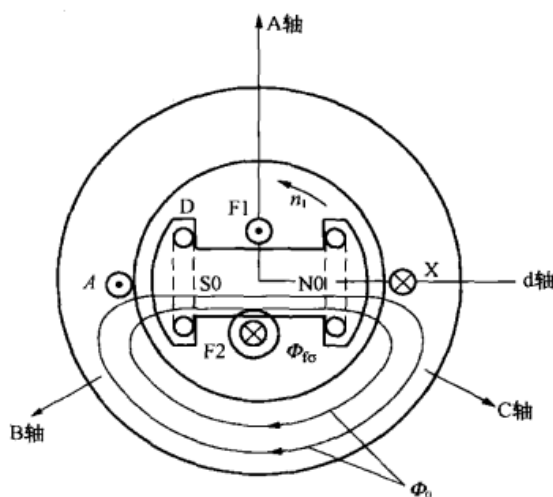


图 21-9 $\Psi_A(\theta) = 0$ 时三相突然短路

(二) 短路后定、转子绕组的磁链和电流

对定子绕组来说,突然短路后,由于转子旋转,励磁磁场对它交链的磁链为 ψ_{A0} 、 ψ_{B0} 、 ψ_{C0} ,如果定子电流产生的磁场对它自身交链的磁链为 ψ_{Ai} 、 ψ_{Bi} 、 ψ_{Ci} ,不计定子绕组电阻时,为维持磁链不变,必然有

$$\left. \begin{aligned} \psi_{Ai} + \psi_{A0} &= \psi_{A0}(0) = 0 \\ \psi_{Bi} + \psi_{B0} &= \psi_{B0}(0) = -0.866\psi_0 \\ \psi_{Ci} + \psi_{C0} &= \psi_{C0}(0) = +0.866\psi_0 \end{aligned} \right\} \quad (21-28)$$

或

$$\left. \begin{aligned} \psi_{Ai} &= -\psi_{A0}(0) = -\psi_0 \sin \omega t = -\psi_{A\sim} + \psi_{AZ} \\ \psi_{Bi} &= -\psi_{B0}(0) - 0.866\psi_0 = -\psi_0 \sin(\omega t - 120^\circ) - 0.866\psi_0 = -\psi_{B\sim} + \psi_{BZ} \\ \psi_{Ci} &= -\psi_{C0}(0) + 0.866\psi_0 = -\psi_0 \sin(\omega t - 240^\circ) + 0.866\psi_0 = -\psi_{C\sim} + \psi_{CZ} \end{aligned} \right\} \quad (21-29)$$

不计饱和时,磁动势与磁通成正比,而电流正比于磁动势,磁通正比于磁链,故定子电流和它产生的磁场与定子绕组交链的磁链成正比,因此可写出短路后定子电流的表达式为

$$\left. \begin{aligned} i_A &= -I_m'' \sin \omega t = i_{A\sim} + i_{AZ} \\ i_B &= -I_m'' \sin(\omega t - 120^\circ) - 0.866I_m'' = i_{B\sim} + i_{BZ} \\ i_C &= -I_m'' \sin(\omega t - 240^\circ) + 0.866I_m'' = i_{C\sim} + i_{CZ} \end{aligned} \right\} \quad (21-30)$$

式(21-30)说明,突然短路后定子电流包含两个分量:三相对称交变分量或周期性分量 $i_{A\sim}$ 、 $i_{B\sim}$ 、 $i_{C\sim}$ 产生旋转磁场,在三相绕组中建立交变磁链 $\psi_{A\sim}$ 、 $\psi_{B\sim}$ 、 $\psi_{C\sim}$,分别与励磁磁场产生的磁链 ψ_{A0} 、 ψ_{B0} 、 ψ_{C0} 相平衡;三相直流分量或非周期分量 i_{AZ} 、 i_{BZ} 、 i_{CZ} 产生恒定磁场,在三相绕组中建立恒定磁链,以维持绕组的磁链不变。

对转子绕组来说,突然短路后,定子电流交变分量产生的旋转磁场与转子相对静止,将在转子绕组中建立一个恒定磁链,而定子电流直流分量产生的恒定磁场与旋转的转子有相对运动,将在转子绕组中建立一个交变磁链。转子励磁绕组和阻尼绕组为了维持自身的磁链不变,必然要分别产生一个直流分量电流 Δi_{fz} 及 i_{DZ} 以建立一个恒定磁链,平衡定子电流产生的旋转磁场对它们的交链,同时还分别产生一个交变分量电流 $i_{f\sim}$ 及 $i_{D\sim}$ 建立一个交变磁链,以平衡定子电流产生的恒定磁场对它们的交链。因此可写出短路后转子电流的表达式:

对励磁绕组为

$$i_f = I_{f0} + \Delta i_{fz} + i_{f\sim} = I_{f0} + \Delta i_{fz} - \Delta i_{fz} \cos \omega t \quad (21-31)$$

对阻尼绕组为

$$i_D = i_{DZ} + i_{D\sim} = i_{DZ} - i_{DZ} \cos \omega t \quad (21-32)$$

图 21-10 (a) 所示为突然短路后转子转过 90° 时电机中的磁场分布。

为清晰起见,图 21-10 (a) 中只画出了旋转磁场产生的磁链,未画出 i_{AZ} 、 i_{BZ} 、 i_{CZ} 及 $i_{f\sim}$ 、 $i_{D\sim}$ 产生的恒定磁场的磁链。图 21-10 (b) 所示为合成后的等效磁场分布。若转子上无阻尼绕组(或阻尼绕组中的电流已衰减完毕),其磁场分布如图 21-11 (a) 所示,其合成后的等效磁场分布如图 21-11 (b) 所示。

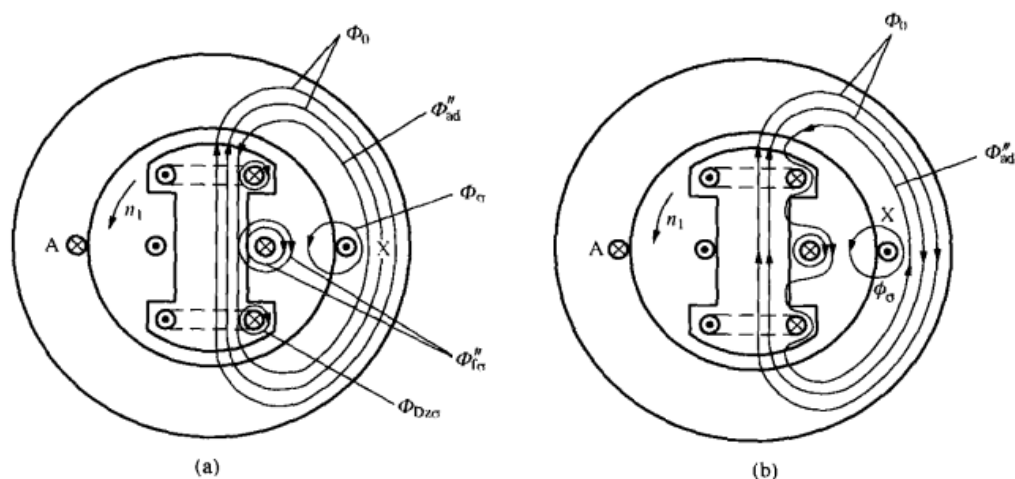


图 21-10 有阻尼绕组的同步发电机突然短路时的磁场分布

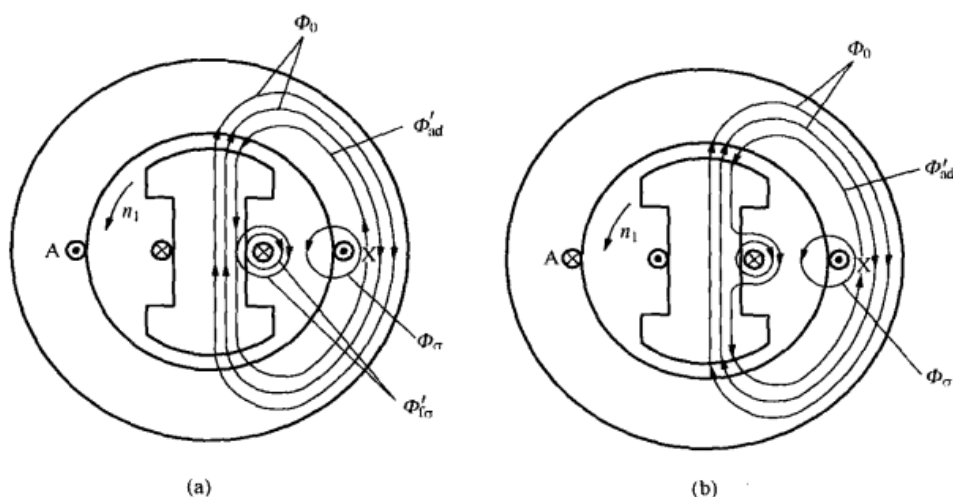


图 21-11 无阻尼绕组的同步发电机突然短路时的磁场分布

三、超瞬变电抗和瞬变电抗

从电路的观点看,突然短路时电动势 E_0 由电抗压降所平衡,突然短路的定子电流比稳态短路时变大,对应的电抗变小了,而电抗的大小又由磁通所经磁路的磁导来决定。因此要分析有、无阻尼绕组两种情况下短路时定子电流产生的磁通所经磁路的磁导。

三相稳态短路时,定子旋转磁场幅值恒定,与转子相对静止,不在转子绕组中感应电动势及电流,电枢反应磁通 Φ_{ad} 沿主磁路通过,如图 21-12 所示。其磁阻基本上等于气隙磁阻 R_{ad} , 对应的磁导 Λ_{ad} 。考虑漏磁通 Φ_{σ} 及它对应的漏磁路上磁导 Λ_{σ} 后,短路电流所产生的总磁通对应的总磁导为

$$\Lambda_d = \Lambda_{ad} + \Lambda_{\sigma} \quad (21-33)$$

相应的电抗即同步电抗 x_d

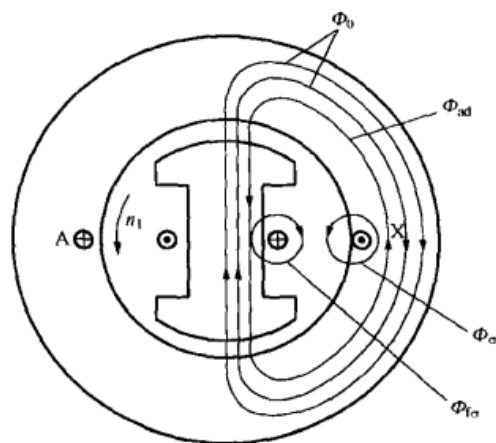


图 21-12 同步发电机稳态短路时的磁场分布

$$x_d = x_\sigma + x_{ad} \quad (21-34)$$

三相突然短路时, 转子绕组为保持自身的磁链不变, 要抵制定子电枢反应磁通穿过, 由图 21-10 (b) 可见, 被挤到阻尼绕组和励磁绕组漏磁路上的电枢反应磁通 Φ''_{ad} 所经磁路磁阻 R''_{ad} 为气隙磁阻 R_{ad} 、励磁绕组漏磁路磁阻 R_f 及阻尼绕组漏磁路磁阻 R_D 之和, 即

$$R''_{ad} = R_{ad} + R_f + R_D \quad (21-35)$$

相应的磁导为

$$\Lambda''_{ad} = \frac{1}{R''_{ad}} = \frac{1}{R_{ad} + R_f + R_D} = \frac{1}{\frac{1}{\Lambda_{ad}} + \frac{1}{\Lambda_f} + \frac{1}{\Lambda_D}} \quad (21-36)$$

考虑漏磁通及漏磁导 Λ_σ 后, 定子磁通对应的总磁导为

$$\Lambda'_d = \Lambda_\sigma + \Lambda''_{ad} = \Lambda_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{\Lambda_{ad}} + \frac{1}{\Lambda_f} + \frac{1}{\Lambda_D}} \quad (21-37)$$

相应的电抗 x''_d 称为直轴超瞬变电抗, 可表示为

$$x''_d = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{fs}} + \frac{1}{x_{D\sigma s}}} \quad (21-38)$$

式中: x_{fs} 和 $x_{D\sigma s}$ 分别代表折算至定子侧的励磁绕组漏电抗和直轴阻尼绕组漏电抗。

如果转子上没有阻尼绕组, 或阻尼绕组中的电流已衰减完毕, 电枢反应磁通 Φ'_{ad} 所经路径如图 21-11 (b) 所示, 按上述分析方法可得出此时定子磁通的总磁导 Λ'_d 及相应的直轴瞬变电抗 x'_d 为

$$\Lambda'_d = \Lambda_\sigma + \Lambda'_{ad} = \Lambda_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{\Lambda_f} + \frac{1}{\Lambda_{ad}}} \quad (21-39)$$

$$x'_d = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{fs}}} \quad (21-40)$$

当励磁绕组中非周期性电流 Δi_{fz} 衰减完后电枢反应磁通可穿过励磁绕组, 则为稳态短路的情况。相应的电抗变为直轴同步电抗 x_d 。

若突然短路不是发生在电机出线端, 而是发生在电网某处, 由于线路阻抗将使定子电流及电枢磁动势不仅有直轴分量, 还会有交轴分量, 而凸极电机在交、直轴上磁阻不等, 且在交轴上无转子励磁绕组, 按前述方法可导出交轴超瞬变电抗 x''_q 及瞬变电抗 x'_q 分别为

$$x''_q = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{Dq\sigma}}} \quad (21-41)$$

$$x'_q = x_\sigma + x_{aq} = x_q \quad (21-42)$$

式中: $x_{Dq\sigma}$ 为折算至定子侧的交轴阻尼绕组漏电抗。

四、突然短路电流及其衰减

突然短路的最初瞬间, 由于各绕组要维持磁链不变, 因而定、转子绕组中均出现有周期性电流和非周期性电流。由于各绕组均有电阻, 因而绕组中无能源供应的电流都要逐渐衰减, 最后各绕组电流达到各自的稳定值。

如果在 $\psi_A(0) = 0$ 时发生三相突然短路, 对装有阻尼绕组的发电机, 在忽略电枢电阻

时, 定子电流周期性分量的最大值为 $I''_m = \frac{E_{0m}}{x_d}$, 当阻尼绕组中非周期性电流 i_{DZ} 衰减后, 电枢反应磁通可以穿过阻尼绕组, 电流幅值变为 $I'_m = \frac{E_{0m}}{x_d}$ (近似认为 i_{DZ} 衰减后, Δi_{DZ} 才开始衰减), 达到稳态时电枢反应磁通也可以穿过励磁绕组, 电流幅值变为 $I_m = \frac{E_{0m}}{x_d}$ 。若将 I''_m 写成

$$I''_m = (I''_m - I'_m) + (I'_m - I_m) + I_m \quad (21-43)$$

即将定子电流周期分为 3 个分量, 它们与转子电流的对应关系及衰减时间常数为: ①超瞬变分量 $I''_m - I'_m$, 它与阻尼绕组的非周期性电流 i_{DZ} 相对应, 以阻尼绕组的时间常数 T'_d 衰减; ②瞬变分量 $I'_m - I_m$, 它与励磁绕组的非周期性电流 Δi_{DZ} 相对应, 以励磁绕组的时间常数 T'_d 衰减; ③稳态分量 I_m , 它与稳态励磁电流 I_0 相对应, I_0 由励磁电源供给, 故 I_m 不衰减。

阻尼绕组和励磁绕组中的周期分量 $i_{D\sim}$ 和 $i_{L\sim}$ 与定子电流非周期性分量相对应, 以定子绕组的时间常数 T_a 衰减。

各绕组的时间常数为其电感与电阻之比, 即 $T = \frac{L}{R}$ 。阻尼绕组匝数少, 它的时间常数 T'_d 很小, 通常为 $0.03 \sim 0.1s$; 电枢绕组的时间常数 T_a 次之, 为 $0.1 \sim 0.2s$; 励磁绕组的时间常数 T'_d 最大, 为 $1.0 \sim 2.0s$ 。

考虑衰减后, 定子绕组电流由式 (21-30) 变为

$$\left. \begin{aligned} i_A &= [(I''_m - I'_m)e^{-\frac{t}{T'_d}} + (I'_m - I_m)e^{-\frac{t}{T'_d}} + I_m] \sin \omega t \\ i_B &= [(I''_m - I'_m)e^{-\frac{t}{T'_d}} + (I'_m - I_m)e^{-\frac{t}{T'_d}} + I_m] \sin(\omega t - 120^\circ) + I''_m e^{-\frac{t}{T'_d}} \sin(-120^\circ) \\ i_C &= [(I''_m - I'_m)e^{-\frac{t}{T'_d}} + (I'_m - I_m)e^{-\frac{t}{T'_d}} + I_m] \sin(\omega t - 240^\circ) + I''_m e^{-\frac{t}{T'_d}} \sin(-240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (21-44)$$

由式 (21-44) 可见, 发生短路的时刻不同, 非周期性电流的初始值不同。式 (21-44) 表示 A 相交链的主极磁链为零时发生突然短路, 故 A 相电流的非周期性电流为零, A 相短路电流的波形如图 21-13 所示。若在某相交链的主极磁链为正的最大值时发生突然短路, 则该相的非周期性电流最大值为 I''_m , 而短路初瞬周期性电流为 $-I''_m$, 在半个周期后, 当周期性电流达到正的幅值时, 该相总电流达到最大值。若不计衰减最大值为 $2I''_m$,

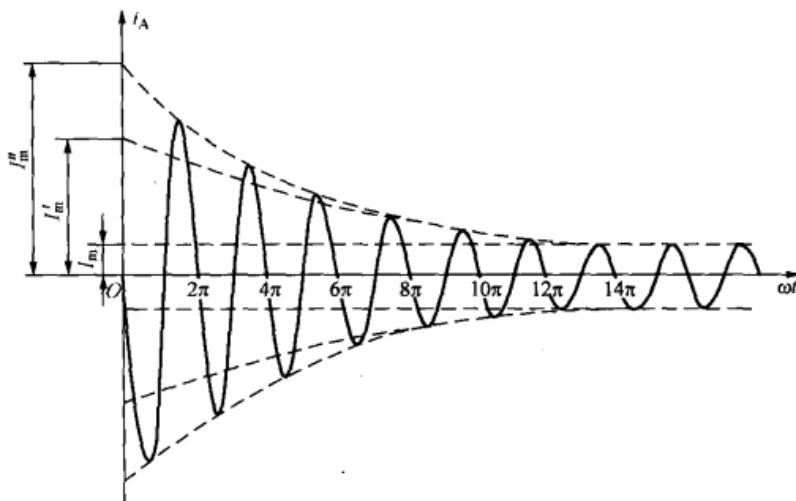


图 21-13 有阻尼绕组的同步发电机在 $\psi_A(\theta) = 0$ 时三相突然短路 A 相电流波形

考虑衰减则为 kI_m'' , k 称为冲击系数, 一般为 $1.8 \sim 1.9$ 。我国国家标准规定, 同步发电机必须能承受空载电压 $U_0 = 1.05U_N$ 下的三相突然短路, 其冲击电流 $i_{\max}'' = 1.8 \times \frac{1.05\sqrt{2}U_{N\phi}}{x_d''}$ 应不大于 $15\sqrt{2}I_N$, 其中 $U_{N\phi}$ 为额定相电压。

第四节 同步电机的振荡

同步电机在实际运行中, 有多种原因可能导致振荡。比如原动机输入转矩的突然变化、电网参数的改变、励磁调节器发生故障、外部负载不稳定或突然变化等因素都能引起电机转速、电流、电压、功率以及转矩的振荡; 用自同步法使同步发电机与电网并联以及同步电动机合闸时牵入同步过程也可能引起振荡。电机振荡对于电机本身及相关联的电力系统和其他电气设备都是不利的, 严重时可能造成电机与电力系统失去同步、中断供电或使与电网相关联的电气设备受到损坏。因此, 了解和研究同步电机振荡的本质具有重要的实际意义。

在振荡过程中电机的转速不再是恒速, 同步电机的方程式呈非线性, 振荡问题的分析十分复杂。本节仅对同步电机的小值振荡进行定性分析。所谓小值振荡是指同步电机的功角围绕一个恒定值 δ_0 作小幅度周期性变化 (变化幅度一般为 $\pm 10^\circ$ 以下), 电机转速也围绕着同步速作周期性变化。小值振荡是比较常见的, 同步发电机的有功功率的调节过程、同步电动机的拉入同步过程等都伴随有小值振荡。

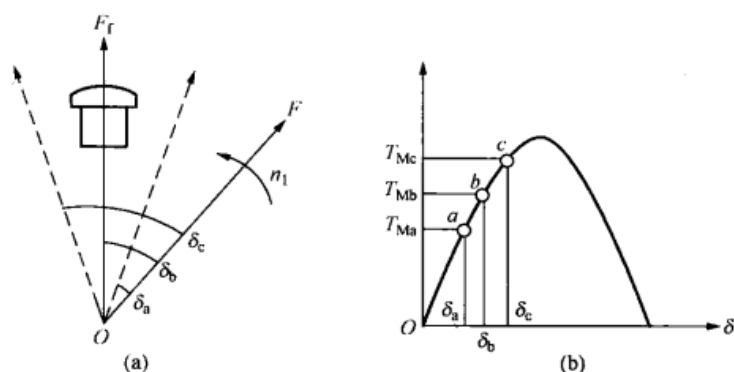


图 21-14 同步发电机的小值振荡

(a) 磁极位置; (b) 转矩变化

举例来说, 同步发电机与电网并联以后, 气隙合成磁动势 F 受电网频率的制约, 以同步转速 n_1 旋转, 功角的大小仅取决于转子的转速及位置, 如图 21-14 所示, 设发电机起初稳定运行于 a 点, 此时, 原动机的输入功率与发电机的电磁功率相平衡, 即 $P_a = P_{Ma}$, 原动机的转矩也和发电机的电磁转矩相平衡, 即 $T_a = T_{Ma}$ 。由于电网供电的需要, 要求把发电机的电磁功率增

大到 P_{Mb} 。整个调节过程为: ①增大原动机的输出功率到 P_b , 原动机的转矩也增大到 T_b 。②由于 $\Delta T = T_b - T_{Mb} > 0$, 发电机转子在 ΔT 的作用下加速, 功角由 δ_a 开始增大, 达到 δ_b 时, 发电机的电磁功率也达到 P_{Mb} , 电磁转矩达到 T_{Mb} , 并与原动机的转矩 T_b 相平衡, 发电机转子的加速度变为零, 但速度达到最大值。③由于惯性作用, 转子以大于同步速继续前进, 功角由 δ_b 继续增大到 δ_c , 发电机的电磁功率也达到 P_{Mc} , 电磁转矩增大到 T_{Mc} 。④由于 $\Delta T = T_b - T_{Mc} < 0$, 发电机的转子在 ΔT 的作用下开始减速, 功角由 δ_c 开始减小, 达到 δ_b 时, 发电机的电磁功率也达到 P_{Mb} , 电磁转矩达到 T_{Mb} , 并与原动机的转矩相平衡, 发电机转子的加速度又变为零, 但速度又达到最小值。⑤由于惯性作用, 转子以小于同步速前进, 功角由 δ_b 继续缩小到 δ_a , 发电机的电磁功率也减小到 P_{Ma} , 电磁转矩减小到 T_{Ma} 。至此, 完成了一个振荡周期, 如果没有阻尼作用, 这一过程会持续下去。

事实上,同步发电机均装设阻尼绕组。在振荡过程中,阻尼绕组中将出现感应电动势和电流,并形成电磁转矩。当转子转速高于同步速时,电磁转矩起制动作用,而当转子转速低于同步转速时,电磁转矩又具有驱动作用。采用阻尼绕组能大大抑制同步电机的振荡。

第五节 不对称运行和突然短路的影响

一、不对称运行对电机的影响

不对称运行时,由于定子中存在负序电流,它将产生与转子转向相反的旋转磁场,在转子铁心和绕组中感应二倍频率的电动势及相应电流,引起附加铁损耗和附加铜损耗,使转子过热。特别是汽轮发电机,转子散热条件差,负序磁场在整块转子锻件表面感应电流经护环形成回路,护环与本体搭接处接触电阻大,发热更严重,容易烧伤此部位引起转子绕组接地事故。

不对称运行还会引起振动。因负序磁场与励磁磁场间有 $2n_1$ 的相对速度,会引起 100Hz 的交变电磁转矩,它将同时作用在转轴和定子铁心上而引起 100Hz 的振动,有时会造成结构损坏,所以焊接机座通常采取一定的隔振措施。

从上述分析可知,对电机造成不良影响的根本原因是不对称运行时出现的负序电流和负序磁场。在电机转子上安装阻尼绕组后,由于其漏阻抗很小且装在励磁绕组外侧,故可有效地削弱反转磁场,从而削弱不对称运行带来的不良影响,因此中型以上的同步电机大都装有阻尼绕组。

二、突然短路对电机的影响

同步电机突然短路后不仅破坏了电机电磁方面的平衡,而且破坏了电机机械方面和热方面的平衡。一般由于电磁瞬变过程持续时间较短,可以认为在这个短时间内只有电磁方面的影响。经验证明,突然短路后,最受威胁的是绕组端部。由于冲击电流很大,它所产生的强大的电磁力作用于绕组端部会造成严重后果,所以同步电机绕组端部的可靠固定是电机设计制造者必须考虑的问题。

突然短路后,由于电压的降低引起发电机输出功率的突然下降,而原动机输给的发电机的转矩又不能及时调节,故转矩平衡被破坏,造成同步发电机失步,使得系统的稳定受到影响。不对称短路时还会在没有短路的绕组内产生过电压,以致造成电力系统过电压。

本章小结

分析不对称运行采用的是对称分量法:把一组三相不对称电量(电压、电流)按对称分量法分解成正序、负序和零序三组对称分量,然后将三组对称分量分别作用于电机,再将结果叠加。

正序系统所产生的作用和三相稳态运行情况一样,对应的正序电抗就是发电机的同步电抗。负序系统产生的磁场相对转子以两倍同步速反转,并掠过转子上的各绕组,在其中产生感应电流,由于转子绕组的作用使得负序电抗大大减小。零序系统在气隙中产生的基波磁场相互抵消,零序电抗和定子漏抗相等。

分析突然短路的物理过程,采用超导闭合回路磁链守恒原则来解释。通过此原则,可以说明发生突然短路时,电机内部各绕组电抗和电流的大小。

由于绕组的电阻相对于电抗很小, 计算短路电流时可忽略不计。但电阻的存在是短路电流衰减的根源, 所以考虑电流衰减时应予计入。

为了分析方便, 一般可以把突然短路电流的衰减过程分为两个阶段, 即超瞬变过程和瞬变过程。在超瞬变过程中由于阻尼绕组中电流的衰减, 使得电枢电抗从超瞬变电抗变化到瞬变电抗, 电枢电流也从超瞬变电流变化到瞬态电流。在瞬变过程中, 由于励磁绕组中电流的衰减, 使得电枢电抗从瞬变电抗变化到同步电抗, 电流也从瞬态电流变化到稳态短路电流。

不对称运行和突然短路会对电机本身、电力系统以及附近的通信线路产生不良影响。因此要尽量避免不对称运行和突然短路的发生。

思考题

- 21-1 负序电抗的物理意义是什么? 有阻尼绕组和无阻尼绕组哪种情况 x_- 最大?
- 21-2 当转子以额定转速旋转时, 定子绕组通入正序电流与通入负序电流, 定子绕组与转子绕组间的电磁关系有何本质区别?
- 21-3 为什么负序电抗比正序电抗小? 而零序电抗又比负序电抗小?
- 21-4 同步发电机发生突然短路时, 短路电流中为什么会出现非周期性分量? 什么情况下非周期性分量最大?
- 21-5 比较同步发电机各种电抗 ($x_d, x'_d, x''_d, x_q, x'_q, x''_q$) 的大小。
- 21-6 突然短路后, 同步发电机电枢电流为什么会衰减? 简述其衰减过程。
- 21-7 不对称运行对发电机有哪些不良影响?

习题

- 21-1 同步发电机, 各相序电抗为 $x_+ = 1.871$, $x_- = 0.219$, $x_0 = 0.069$, 计算其单相稳态短路电流为三相稳态短路电流的多少倍?
- 21-2 同步发电机, $S_N = 300\,000\text{kVA}$, 已知 $x_d = 2.27$, $x'_d = 0.273$, $x''_d = 0.204$ (均为标幺值), 时间常数 $T'_d = 0.993\text{s}$, $T''_d = 0.0317\text{s}$, $T_s = 0.246\text{s}$, 该机在空载电压为额定值时发生三相短路, 求:
 - (1) 在最不利情况下, 电枢短路电流的表达式;
 - (2) 最大瞬时冲击电流。
- 21-3 一台三相同步发电机, 在 $E_0 = U_N$ 的励磁电流下做短路试验, 测得各种稳态短路电流标幺值为: $I_{k3}^* = 0.9$, $I_{k2}^* = 1.2$, $I_{k1}^* = 1.9$ 。试求 x_+^* 、 x_-^* 和 x_0^* 值, 在计算中电阻值可忽略不计。
- 21-4 一台三相 Y 接凸极同步发电机, 测得各种参数如下: $x_d = 1.45\Omega$, $x_q = 1.05\Omega$, $x_- = 0.599\Omega$, $x_0 = 0.20\Omega$ 。当每相空载电动势 $E_0 = 120\text{V}$ 时, 求:
 - (1) 三相短路电流 I_{k3} ;
 - (2) 两相短路电流 I_{k2} ;
 - (3) 单相短路电流 I_{k1} ;
 - (4) 每相经外电阻 1.5Ω 短路时的短路电流。

参 考 文 献

- [1] 周鹗. 电机学. 北京: 中国电力出版社, 2003.
- [2] 王毓东. 电机学. 杭州: 浙江大学出版社, 1994.
- [3] 李发海, 朱东起. 电机学. 北京: 科学出版社, 2001.
- [4] 汤蕴璆, 等. 电机学. 北京: 机械工业出版社, 2008.
- [5] 阎治安, 王正茂, 等. 电机学. 西安: 西安交通大学出版社, 2000.
- [6] 张广溢, 等. 电机学. 重庆: 重庆大学出版社, 2002.
- [7] 孙逊东, 王善铭. 电机学. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [8] 胡虔生, 胡敏强, 杜炎森. 电机学. 北京: 中国电力出版社, 2001.
- [9] 顾绳谷. 电机与拖动基础(上、下册). 3版. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [10] 陈季权. 电机学. 北京: 中国电力出版社, 2008.
- [11] 胡虔生. 电机学试题分析与习题. 北京: 中国电力出版社, 2002.
- [12] 汤天浩. 电机与拖动基础. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [13] 唐介. 电机与拖动. 北京: 高等教育出版社, 2003.
- [14] 邱阿瑞. 电机与电力拖动. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [15] 马宏忠, 等. 电机学. 北京: 高等教育出版社, 2009.